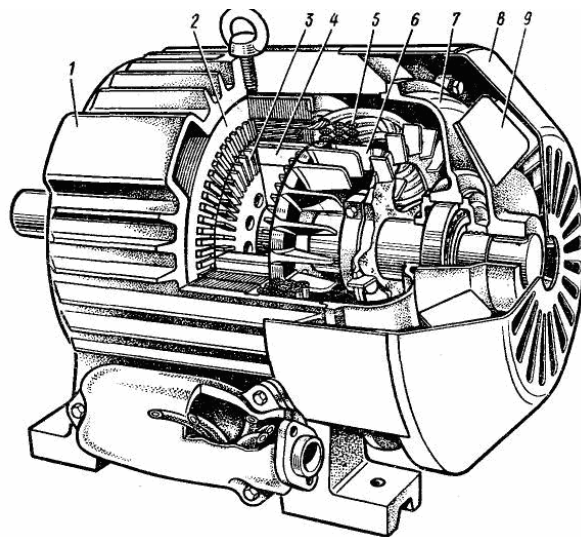


**М.Л. Глебова, А.И. Кузнецов, И.Т. Карпалюк,
М.В. Чернявская**

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Учебное пособие



ХАРЬКОВ - ХНАГХ – 2008

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКАЯ НАЦИОНАЛЬНАЯ АКАДЕМИЯ ГОРОДСКОГО ХОЗЯЙСТВА

М.Л. Глебова, А.И. Кузнецов, И.Т. Карпалюк,
М.В. Чернявская

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Учебное пособие

(для студентов и слушателей второго высшего образования направления
подготовки 6.050701 «Электротехника и электротехнологии»,
6.050702 «Электромеханика»)

ХАРЬКОВ ХНАГХ 2008

УДК 621.313

Глебова М.Л. Электрические машины переменного тока (Учебное пособие для студентов и слушателей второго высшего образования направления подготовки 6.050701 «Электротехника и электротехнологии», 6.050702 «Электромеханика») / Глебова М.Л., Кузнецов А.И., Карпалюк И.Т., Чернявская М.В.; Харьк. нац. акад. город. хоз-ва. – Х.: ХНАГХ, 2008. – 102 с.

Печатается как учебное пособие по решению Ученого совета ХНАГХ, протокол № 8 от 28.03.2008 г.

Рецензент: д.т.н. проф. В.Б. Финкельштейн

Рекомендовано кафедрой теоретической и общей электротехники, протокол №8 от 13.03.2008 г.

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА 1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.....	4
1.1. Конструктивная схема и устройство машины переменного тока.....	4
1.2. Основные принципы выполнения многофазных обмоток.....	9
1.3. Магнитодвижущие силы обмоток переменного тока.....	11
1.4. Вращающееся магнитное поле.....	19
1.5. Электродвижущие силы, индуцируемые в обмотках переменного тока.....	23
ГЛАВА 2 АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ.....	26
2.1. Назначение и принцип действия асинхронных машин.....	26
2.2. Устройство трехфазных асинхронных двигателей.....	31
2.3. Работа асинхронной машины при заторможенном роторе.....	35
2.4. Работа асинхронной машины при вращающемся роторе.....	44
2.5. Схема замещения.....	50
2.6. Механические характеристики асинхронного двигателя.....	53
2.7. Устойчивость работы асинхронного двигателя.....	57
2.8. Рабочие характеристики асинхронного двигателя.....	63
2.9. Пуск асинхронных двигателей.....	63
2.10. Короткозамкнутые асинхронные двигатели с повышенным пусковым моментом.....	70
2.11. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей и изменение направления вращения.....	75
2.12. Однофазные асинхронные двигатели.....	82
2.13. Асинхронный преобразователь частоты.....	91
2.14. Линейный асинхронный двигатель.....	92
2.15. Электромагнитные индукционные насосы.....	96
2.16. Асинхронный автономный генератор.....	97
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	100

ГЛАВА 1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

1.1. КОНСТРУКТИВНАЯ СХЕМА И УСТРОЙСТВО МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Электрическая машина имеет статор и ротор, разделенные воздушным зазором (рис. 1.1). Активными частями ее являются магнитопровод и обмотки. Все остальные части — конструктивные, обеспечивающие необходимую жесткость, прочность, возможность вращения, охлаждения и т. п.

Магнитопровод машины, по которому замыкается переменный магнитный поток, выполняют шихтованным — из листов электротехнической стали, как и у трансформатора. Если поток постоянный, то магнитопровод можно выполнять массивным; в этом случае он может осуществлять и конструктивные функции, т. е. служить элементом, обеспечивающим прочность данной части машины (статора или ротора).

Так как в частях электрических машин магнитный поток замыкается по сложным контурам, отличным от прямолинейных, в них, как правило, применяется изотропная холоднокатаная сталь. Только для изготовления полюсов синхронных машин и крупных машин постоянного тока иногда применяется анизотропная холоднокатаная сталь, так как в полюсах направление магнитных линий совпадает с направлением прокатки, в котором магнитная проницаемость очень велика. Сердечники статоров и роторов асинхронных машин и якорей синхронных машин постоянного тока штампуют из изотропной рулонной холоднокатаной стали, позволяющей при раскрое получать экономию порядка 10—15% по сравнению с листовой, вследствие чего листовая сталь применяется очень редко.

В машинах малой мощности применяется сталь марки 2013, с низким содержанием кремния, достаточно вязкая, которая и позволяет получать мелкие пазы сложной конфигурации. В машинах средней и большой мощности применяют сталь марки 2212, 2311 и 2411, с повышенным содержанием кремния. Эти стали более хрупки, что затрудняет их штамповку, но имеют низкие потери на перемагничивание и не требуют отжига сердечников после штамповки.

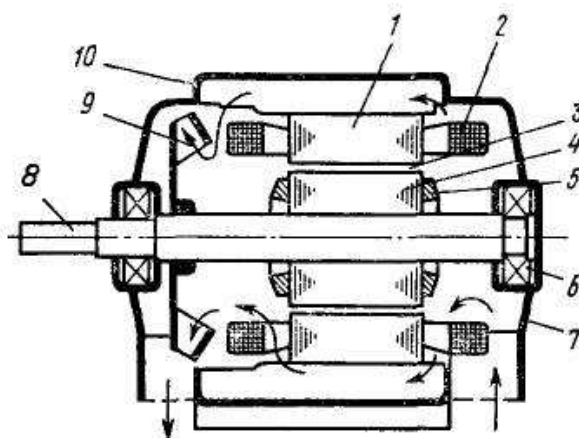


Рис. 1.1 - Конструктивная схема вращающейся электрической машины:

- 1 - статор; 2 - обмотка статора; 3 — воздушный зазор; 4 — ротор;
5 — обмотка ротора; 6 — подшипники; 7 — подшипниковые щиты;
8 - вал ротора; 9 — вентилятор; 10 — станина**

В микромашинах широко применяют также магнитопроводы, собранные из листов железоникелевых сплавов типа пермаллой.

Статор асинхронных и большинства синхронных машин состоит из шихтованного магнитопровода, который запрессовывают в литую станину. Поскольку через массивную станину переменный магнитный поток не замыкается, станину можно выполнять из немагнитного материала (алюминия) или ферромагнитного с малой магнитной проницаемостью (чугуна), сравнительно дешевых и хорошо приспособленных к литейной технологии. На внутренней поверхности шихтованного статора, в пазах, располагают обмотку статора.

Ротор асинхронной машины обычно состоит из сердечника, набранного из листов электротехнической стали. Сердечник запрессовывают на вал или втулку ротора (при больших размерах машины) и сжимают специальными нажимными шайбами. В пазах, размещенных на наружной поверхности ротора (сходных по форме с пазами статора), располагают обмотку ротора. В синхронных машинах ротор выполняют массивным, так как на нем расположены полюсы с обмотками возбуждения, магнитный поток которых неподвижен относительно ротора. При изготовлении листов ротора и статора в них штампуют пазы для укладки проводников обмотки ротора и статора, а также вентиляционные каналы для прохода охлаждающего воздуха.

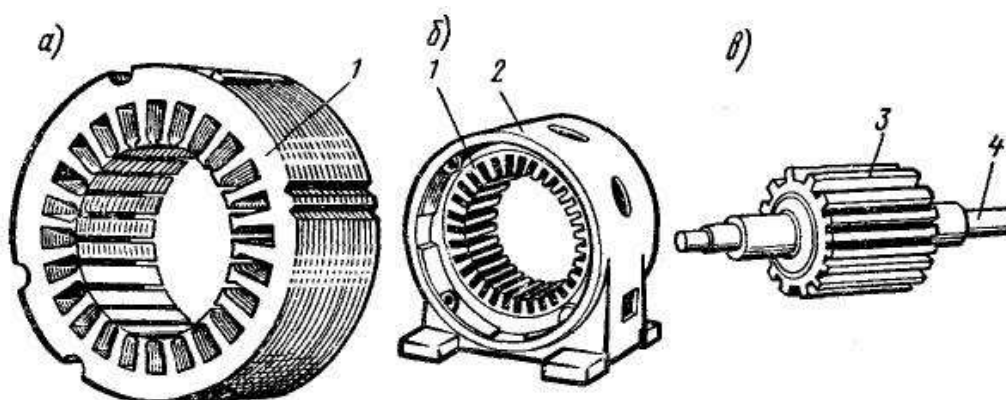


Рис. 1.2 - Устройство статора и ротора машины переменного тока:

1 — пакет статора; 2 — станина; 3 — сердечник ротора; 4 — вал

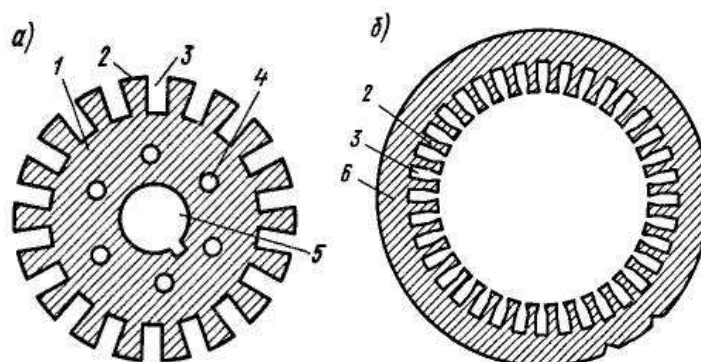


Рис. 1.3 - Листы ротора (а) и статора (б):

1 — лист ротора; 2 — зубец; 3 — паз; 4 — вентиляционный канал;

5 — отверстие под вал; 6 — лист статора

Конфигурация зубцов и пазов зависит от типа машины и ее мощности. В машинах большой мощности обмотки статора и ротора выполняют из проводников прямоугольного сечения; в этом случае применяют открытые пазы прямоугольной формы, позволяющие наилучшим образом разместить проводники и обеспечить надежную их изоляцию. В машинах малой и средней мощности обмотки ротора и статора обычно выполняют из провода круглого сечения; в таких машинах применяют полужакрытые пазы овальной или трапецевидальной формы. В ряде случаев при проводниках прямоугольного сечения применяют полуоткрытые пазы, уменьшающие магнитное сопротивление слоя «зубцы — пазы — воздушный зазор» по сравнению с открытыми пазами. В микромашинах роторы часто имеют пазы круглой формы; при этом существенно упрощается и удешевляется изготовление штампов.

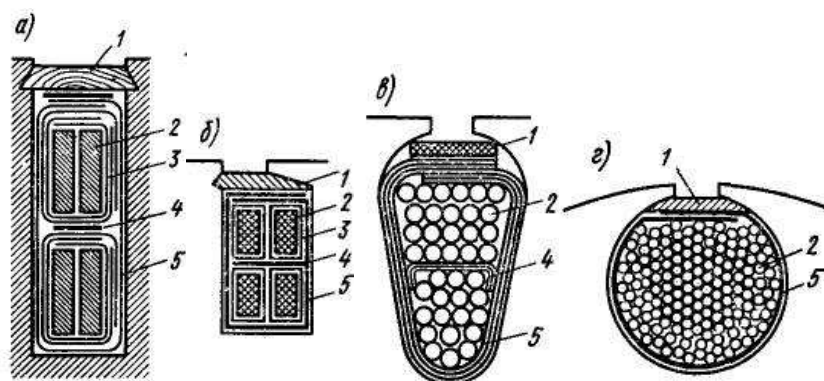


Рис. 1.4 - Пазы ротора открытый (а), полуоткрытый (б) и полужакрытый (в, г):

1—клин; 2 — проводники; 3 — изоляция слоя; 4 — межслойная изоляция;
5 — пазовая изоляция

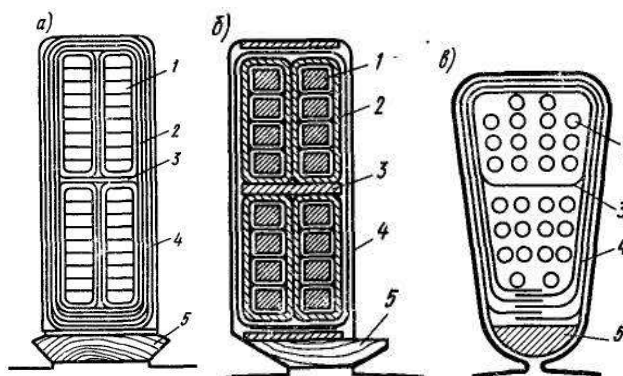


Рис. 1.5 - Пазы статора открытый (а), полуоткрытый (б) и полужакрытые (в):

1 — проводники; 2 — изоляция слоя; 3 — межслойная изоляция;
4 — изоляция паза; 5 — клин

При укладке проводников в пазы дно и стенки покрывают изоляционным материалом (электрокартоном, лакотканью, миканитом и пр.). Проводники, а также их верхний и нижний слои тоже изолируют друг от друга. *Чем выше* напряжение, при котором работает машина, тем большую электрическую прочность должна иметь изоляция проводников от сердечника *ротора* или *статора*. Проводники укрепляют в пазах ротора и статора с помощью клиньев, а на роторе, кроме того, с помощью проволочных бандажей или стеклобандажей, которые наматывают на лобовые части его обмотки (части обмотки, выходящие из сердечника ротора). В некоторых случаях бандажи располагают и в нескольких местах вдоль сердечника ротора.

Для подвода тока к обмотке ротора или подключения к ней реостата на роторе должны быть расположены контактные кольца: три кольца при трехфазном токе и два кольца при постоянном токе. Исключение составляют асинхронные машины с короткозамкнутым ротором, которым контактные кольца не требуются. Токосъем с контактных колец осуществляют с помощью щеток — прямоугольных брусков, изготовленных из смеси угля, графита и порошка металла (меди и свинца). Щетки устанавливают в специальных щеткодержателях и прижимают к контактной поверхности с помощью пружин.

Электрические машины мощностью примерно до 2000 кВт имеют шариковые или роликовые подшипники, которые располагают в подшипниковых щитах. При больших мощностях применяют скользящие подшипники.

Электрические машины переменного тока — асинхронные и синхронные, несмотря на различия в устройстве и конструкции, имеют много общего в принципе работы и теории. В этих машинах при прохождении по обмоткам статора или ротора переменного тока, синусоидально изменяющегося во времени, создается вращающееся магнитное поле. Это поле, в свою очередь, пересекает обмотки статора и

ротора (или одну из них) и наводит в них переменную ЭДС. Общность физических процессов обуславливает общность теории и сходность конструкции многофазных обмоток переменного тока и принципов устройства статора асинхронной машины и якоря синхронной машины.

1.2. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ВЫПОЛНЕНИЯ МНОГОФАЗНЫХ ОБМОТОК

Основные элементы обмоток. В электрических машинах переменного тока обмотки размещают в пазах, расположенных на внутренней поверхности статора и на внешней поверхности ротора. Проводники, находящиеся в пазах, соединяют между собой, при этом образуется ряд катушек (рис. 1.6, а). Расположенные в соседних пазах катушки, соединенные последовательно и относящиеся к одной фазе и паре полюсов, образуют катушечную группу. Каждая фаза обмотки $AХ$, $ВУ$ и $СΖ$ ¹ в общем случае состоит из нескольких соединенных последовательно или параллельно катушечных групп. Параллельное их соединение применяют при больших фазных токах или при необходимости переключения отдельных катушечных групп.

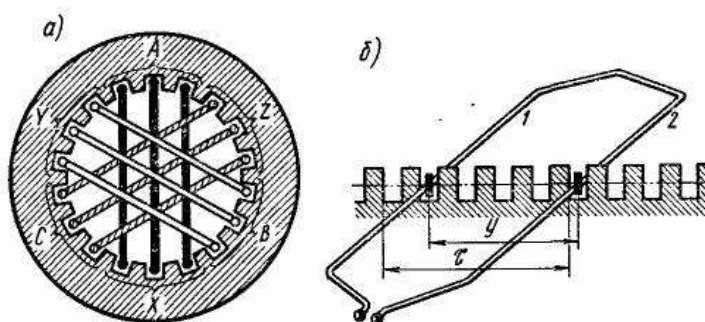


Рис. 1.6 - Расположение катушек трехфазной обмотки на статоре и образование витка из двух проводников

Простейшим элементом обмотки является виток (рис. 1.6, б), состоящий из двух проводников 1 и 2, которые размещены в пазах, находящихся друг от друга на некотором расстоянии y . Это расстояние

¹ При изложении теории электрических машин переменного тока по аналогии с трансформатором приняты следующие обозначения: А, В, С — начала фаз; Х, Y, Z — концы фаз.

приблизительно равно одному *полюсному делению* τ , под которым понимают длину дуги, соответствующую одному полюсу:

$$\tau = \pi D / (2p), \quad (1.1)$$

где D — диаметр ротора (для обмоток ротора) или внутренней расточки статора (для обмоток статора); $2p$ — число полюсов.

Полюсное деление τ выражают не только через единицы длины, но и через число пазов:

$$\tau = z / (2p),$$

где z — общее число пазов статора или ротора.

Если $y = \tau$, шаг называют *диаметральным* или *полным*; при $y < \tau$ — *укороченным*, при $y > \tau$ — *удлиненным*. Разность $\tau - y$ называют *укорочением*. Часто шаг выражают в относительных единицах в виде y/τ , а укорочение как $(1 - y/\tau)$.

Расположенные в соседних пазах стороны катушек одной катушечной группы занимают q пазов и образуют фазную зону с углом $\alpha = 2\pi pq/z$.

$$q = z / (2pm). \quad (1.2)$$

Эта величина представляет собой число пазов, приходящихся на полюс и фазу (τ — число фаз).

Обычно витки, образованные проводниками, лежащими в одних и тех же пазах, объединяют в одну или две катушки (рис. 1.7); иногда их называют *секциями*. Катушки укладывают таким образом, чтобы в каждом пазу были размещены одна сторона катушки или две стороны разных катушек — одна над другой. В соответствии с этим различают *одной двухслойные обмотки*.

В обмотке статора каждая фаза (AX , BY и CZ) состоит из трех катушек, стороны которых расположены в трех смежных пазах, т. е. $q = 3$. В общем случае в трехфазной обмотке на одном полюсном делении расположено $3q$ пазов. При $q = 1$ под каждым полюсом расположено только по одной катушке каждой фазы.

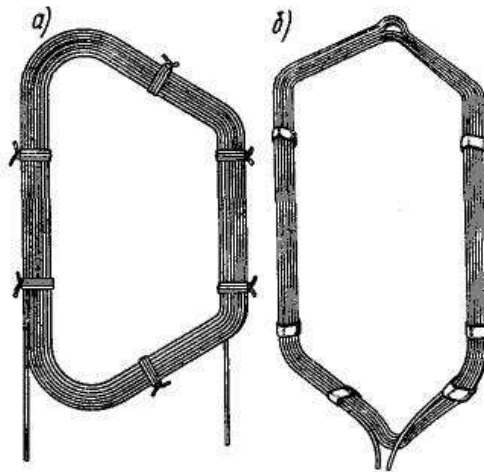


Рис. 1.7 - Устройство катушек обмотки статора при однослойной (а) и двухслойной (б) обмотках

Такую обмотку называют *сосредоточенной*. Как показано ниже, обычно $q > 1$; при этом обмотку называют *распределенной*.

Обмотки в большинстве случаев выполняют с целым числом пазов на полюс и фазу. При дробном q фазные зоны только в среднем равны $\pi/3$ или $2\pi/3$; в реальной машине часть фазных зон меньше, а часть больше этих значений.

Однофазные обмотки выполняют с фазной зоной $\alpha = 120^\circ$, т. е. с заполнением $2/3$ пазов, а двухфазные обмотки с $\alpha = 90^\circ$.

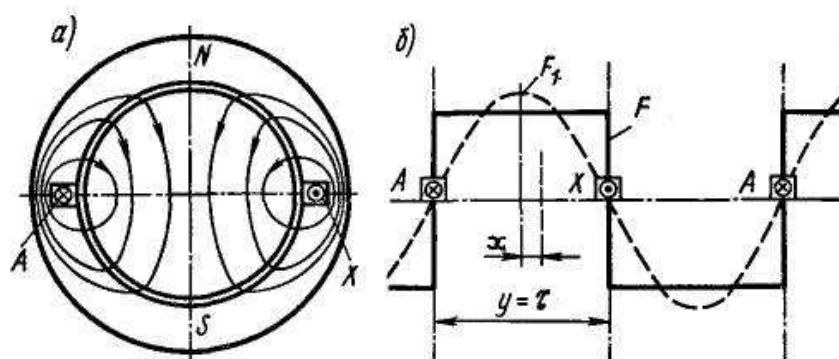
1.3. МАГНИТОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ ОБМОТОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Распределение магнитодвижущих сил в машине. Магнитодвижущая сила (МДС) всех обмоток переменного тока, расположенных на статоре или роторе электрической машины, должна создавать в ее воздушном зазоре вращающееся магнитное поле. Для этого каждая из обмоток, питающаяся от синусоидально изменяющегося напряжения, должна иметь МДС, синусоидально распределенную в пространстве, т. е. по расточке статора или по окружности ротора. Несоблюдение этих условий, т. е. питание от несинусоидального напряжения или несинусоидальное

распределение МДС приводит к появлению высших гармонических в кривой распределения магнитного потока, что ведет к ухудшению энергетических показателей машины.

Будем считать, что обмотки получают питание от источника напряжения чисто синусоидальной формы. Выясним, как должна быть выполнена обмотка переменного тока, чтобы распределение ее МДС было синусоидальным.

МДС сосредоточенной обмотки. Для установления величины и характера распределения МДС обмотки сначала рассмотрим двухполюсную машину с простейшей сосредоточенной обмоткой (рис. 1.8, а), у которой все витки, включенные в фазу AX , находятся в пазах, расположенных в диаметральной плоскости. При прохождении тока от начала фазы A к ее концу X возникает двухполюсный магнитный поток, силовые линии которого направлены, как показано на рисунке. Каждая силовая линия этого потока сцеплена со всеми витками w катушки данной фазы, поэтому создаваемая катушкой МДС $F_k = \sum i = iw$. При максимальном значении тока в катушке эта МДС также имеет максимальное значение: $F_{km} = I_m w = \sqrt{2} I w$.



*Рис. 1.8 - Схема двухполюсной машины с сосредоточенной обмоткой
и диаграмма распределения ее МДС*

Примем, что вся указанная МДС расходуется на преодоление магнитного сопротивления воздушных зазоров, т. е. что магнитное сопротивление ферромагнитных участков магнитной цепи машины равно нулю. При этом распределение МДС вдоль окружности статора имеет

прямоугольную форму. Во всех точках воздушного зазора действует неизменная МДС: $F = 0,5F_K$; при переходе через середину пазов знак ее изменяется в соответствии с изменением полярности статора на данном участке.

Прямоугольное распределение МДС можно разложить в ряд Фурье и представить в виде суммы синусоид. При этом для момента времени, соответствующего максимальному току в катушке, имеем

$$F_x = (\sqrt{2} / 2) I_w (4/\pi) [\cos \pi x / \tau + (1/3) \cos 3\pi x / \tau + (1/5) \cos 5\pi x / \tau + \dots + (1/n) \cos n\pi x / \tau], \quad (1.3)$$

где x — расстояние от оси симметрии обмотки, называемой *осью фазы*.

Следовательно, при максимальном значении тока амплитуда первой гармонической МДС для сосредоточенной обмотки

$$F_x = (2\sqrt{2} / \pi) I_w \approx 0,9 I_w. \quad (1.4)$$

Разложение в ряд Фурье позволяет количественно оценить отклонение кривой МДС от синусоидальной формы. При сосредоточенной обмотке это отклонение очень велико, поэтому такая обмотка получила ограниченное применение.

МДС распределенной обмотки. Для улучшения формы кривой распределения поля обмотку каждой фазы размещают в нескольких пазах. Это улучшает и условия охлаждения обмотки.

На рис. 1.9, *а* показана двухполюсная машина с обмоткой фазы, расположенной в шести пазах (при $q = 3$). МДС распределенной обмотки можно определить как сумму МДС трех сосредоточенных катушек с числом витков в каждой $w' = w/3$, сдвинутых в пространстве на угол $\alpha = \pi b / \tau$, где b — расстояние между осями соседних пазов. Форма распределения результирующей МДС получается в этом случае ступенчатой (рис. 1.9, *б*). При максимальном значении тока в фазе катушки, расположенные в пазах 2 — 2', 3 — 3' и 1—1', создают в воздушном зазоре следующие значения МДС:

$$F_{n2x} = (0,9Iw/3)[\cos(\pi x/\tau) + (1/3)\cos(3\pi x/\tau) + (1/5)\cos(5\pi x/\tau) + \dots];$$

$$F_{n3x} = (0,9Iw/3)\{\cos[\pi(x-b)/\tau] + (1/3)\cos[3\pi(x-b)/\tau] + \\ + (1/5)\cos[5\pi(x-b)/\tau] + \dots\};$$

$$F_{n1x} = (0,9Iw/3)\{\cos[\pi(x+b)/\tau] + (1/3)\cos[3\pi(x+b)/\tau] + \\ + (1/5)\cos[5\pi(x+b)/\tau] + \dots\}.$$

Аналитическое выражение для результирующего распределения МДС обмотки можно получить, суммируя МДС каждой из катушек. Наиболее удобно это сделать, изобразив векторами пространственные гармонические МДС.

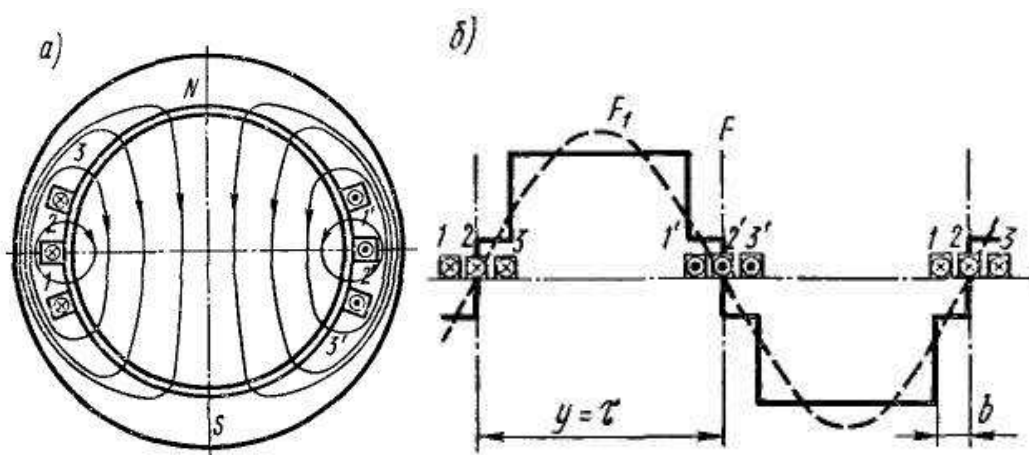
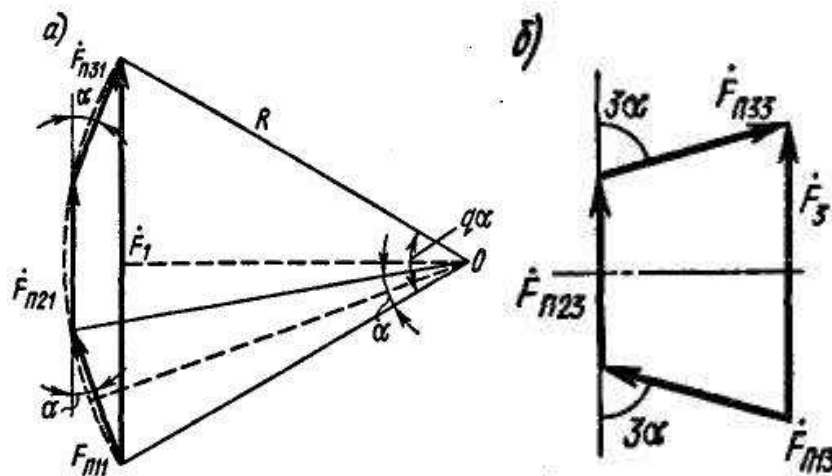


Рис. 1.9 - Схема двухполюсной машины с распределенной обмоткой и диаграмма распределения ее МДС

Амплитудные значения первой, третьей и других гармонических результирующей МДС можно определить путем векторного сложения амплитуд соответствующих гармонических МДС $\dot{F}_{п1x}$, $\dot{F}_{п2x}$, $\dot{F}_{п3x}$ отдельных катушек (рис. 1.10). При этом следует учитывать, что первые гармонические МДС $\dot{F}_{п1x}$, $\dot{F}_{п2x}$, $\dot{F}_{п3x}$ сдвинуты одна относительно другой на угол $\alpha = \pi b/\tau$, третьи — на угол 3α и т. п.



**Рис. 1.10 - Диаграмма сложения векторов МДС катушек статора
при распределенной обмотке**

Амплитудное значение первой гармонической результирующей МДС $F_1 = 2R \sin(q\alpha/2)$, где R — радиус окружности, описанной вокруг векторов $\dot{F}_{п11}$, $\dot{F}_{п21}$, $\dot{F}_{п31}$, определяемый из условия $2R \sin(\alpha/2) = F_{п11} = F_{п21} = F_{п31} = 0,9Iw/3$.

Таким образом (см. рис. 1.10, а)

$$F_1 = (0,9Iw/3)\sin(q\alpha/2)\sin(\alpha/2), \quad (1.5)$$

или в более общем виде (заменяя число «три» в знаменателе значением q)

$$F_1 = 0,9Iw \sin(q\alpha/2)[q\sin(\alpha/2)]. \quad (1.5, а)$$

Сравнивая (1.5а) и (1.4), можно установить, что амплитуда первой гармонической результирующей МДС при распределенной обмотке отличается от соответствующего значения при сосредоточенной обмотке только множителем

$$k_{p1} = \sin(q\alpha/2)[q\sin(\alpha/2)], \quad (1.6)$$

называемым *коэффициентом распределения обмотки для первой гармонической*. Этот коэффициент равен отношению векторной суммы МДС, создаваемых катушками, расположенными во всех пазах данной фазы, к их алгебраической сумме.

При векторном сложении амплитудных значений третьих гармонических МДС катушек $\dot{F}_{п13}$, $\dot{F}_{п23}$, $\dot{F}_{п33}$, (рис. 1.10, б) амплитуда

результатирующей МДС \dot{F}_3 возрастает не так сильно, как МДС \dot{F}_1 , т. е. для третьих гармонических отношение амплитуд результирующей МДС к МДС одной катушки значительно меньше, чем для первых гармонических. Следовательно, *распределение обмотки по нескольким пазам ослабляет высшие гармонические в кривой результирующей МДС и улучшает форму поля в воздушном зазоре, приближая ее к синусоиде*. В общем случае для ν -й гармонической коэффициент распределения обмотки

$$k_{pv} = \sin(q\nu\alpha/2)[q\sin(\nu\alpha/2)], \quad (1.7)$$

где $\nu\alpha$ — угол сдвига между ν -ми гармоническими МДС отдельных катушек.

МДС при укорочении шага обмотки. Из приведенных данных следует, что при распределении обмотки происходит сильное ослабление ряда высших гармонических (пятой, седьмой). Но некоторые гармонические ослабляются незначительно. Поэтому часто наряду с распределением применяют укорочение шага обмотки, т. е. расстояние y между сторонами каждой катушки берут меньшим полюсного деления τ . В этом случае обмотку выполняют двухслойной, причем одна сторона каждой катушки находится в нижнем слое, а другая — в верхнем.

В качестве примера на рис. 1.11, а показано расположение двухслойной обмотки в пазах двухполюсной машины при $q = 3$. Обмотка каждой фазы состоит из шести катушек. Стороны первой, второй и третьей катушек лежат в нижних слоях пазов 1, 2 и 3 и в верхних слоях пазов 2', 3' и 4'. Стороны четвертой, пятой и шестой катушек — в верхних слоях 2, 3 и 4 и в нижних слоях пазов 1', 2' и 3'. Распределение МДС вдоль окружности статора для этой обмотки приведено на рис. 1.11, б.

МДС F_x распределенной обмотки с укороченным шагом можно определить как сумму МДС F'_x и F''_x двух распределенных обмоток с диаметральной шаг и числом витков $w' = w/2$, сдвинутых относительно друг друга на угол $\beta = \pi(\tau - y)/\tau$. Одна из этих обмоток состоит из трех катушек, расположенных в нижних слоях пазов: 1 — 1', 2 — 2', 3 — 3';

вторая обмотка — из трех катушек, расположенных в верхних слоях пазов: 2—2', 3 — 3' и 4 — 4'. Амплитуда первой гармонической результирующей МДС F_1 находится путем векторного сложения амплитуд первых гармонических МДС \dot{F}_1 и \dot{F}_1'' указанных обмоток (рис. 1.11, в), значение которых при максимальном значении тока в фазе равно $F'_1 = F''_1 = 0,45Iwk_{p1}$. При этом

$$F_1 = 2F'_1 \cos(\beta/2) = 0,9Iwk_{p1}k_{y1}, \quad (1.8)$$

где

$$k_{y1} = \cos(\beta/2) \quad (1.9)$$

— коэффициент укорочения.

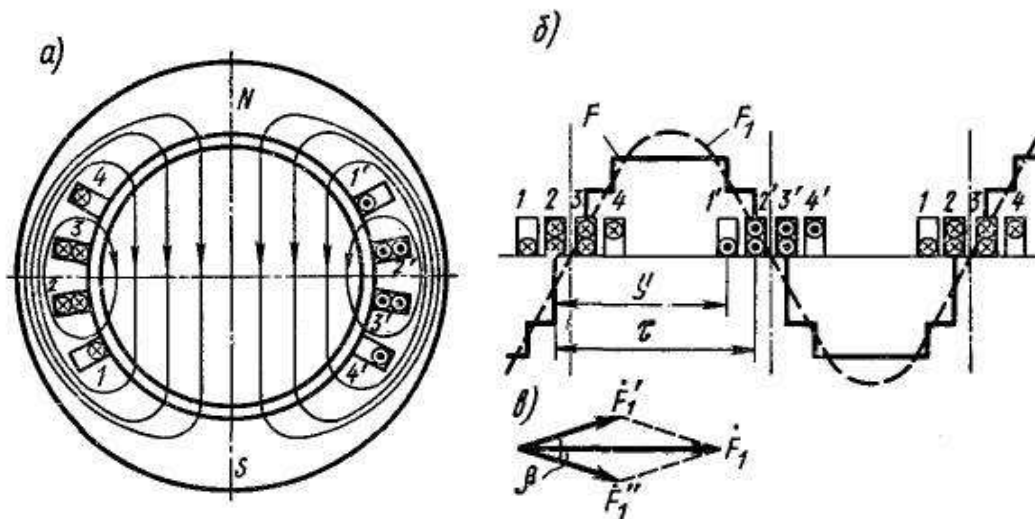


Рис. 1.11 - Схема двухполюсной машины с двухслойной обмоткой с укороченным шагом и диаграмма распределения ее МДС

Для высших гармонических сдвиг по фазе между МДС указанных двух обмоток равен $\nu\beta$. При этом коэффициент укорочения

$$k_{y\nu} = \cos(\nu\beta/2). \quad (1.9,a)$$

Поскольку для высших гармонических $\nu > 1$, для некоторых из них $k_{y\nu} \ll 1$. Следовательно, укорочение шага обмоток улучшает форму распределения кривой МДС. Выбирая соответствующее укорочение шага обмотки, можно полностью уничтожить одну из высших гармонических, для которой

$$\nu\beta = \pi.$$

МДС при скосе пазов. В некоторых машинах применяют скос пазов на роторе или статоре на некоторый угол γ . В связи с этим МДС по образующей цилиндра статора постепенно изменяется: если у одного края статора образующая совпадает с осью паза, то затем она постепенно все больше отклоняется от оси этого паза.

Скос пазов эквивалентен равномерному распределению обмотки по дуге, соответствующей углу γ . Поэтому, полагая в $q\alpha = \gamma$ и $q \sin(\alpha/2) = \gamma/2$, получаем коэффициент скоса пазов для первой и высших гармонических МДС

$$k_{c1} = (\sin\gamma/2)/(\gamma/2) \text{ и } k_{cv} = (\sin v\gamma/2)/(v\gamma/2). \quad (1.10)$$

Коэффициенты скоса пазов для высших гармонических меньше, чем для первой гармонической, поэтому *скос пазов также способствует приближению формы кривой МДС к синусоидальной.*

Обмоточный коэффициент. Произведение коэффициентов распределения, укорочения шага и скоса пазов называют *обмоточным коэффициентом*. Следовательно, обмоточный коэффициент для v -й гармонической

$$k_{об\ v} = k_{pv} k_{cv} k_{yv}. \quad (1.11)$$

Этот коэффициент показывает, *насколько уменьшается МДС обмотки переменного тока вследствие ее распределения по нескольким пазам, укорочения шага и скоса пазов по сравнению с сосредоточенной обмоткой.*

Ниже приведены значения коэффициентов распределения k_p , укорочения шага k_y и обмоточного коэффициента $k_{об}$, вычисленных для обмотки, имеющей $q = 3$; $\alpha = 20^\circ$; $y/\tau = 7/9$.

Распределение обмотки по нескольким пазам, укорочение ее шага и скос пазов позволяют получить приблизительно синусоидальное распределение МДС обмотки вдоль окружности статора (или ротора). Так, например, из данных, приведенных выше, следует, что при $q = 3$, $\alpha = 20^\circ$ и $y/\tau = 7/9$ амплитудные значения высших гармонических МДС весьма малы

по сравнению с первой гармонической МДС. Их отношения для пятой, седьмой и девятой гармонических составляют:

$$F_5/F_1 = (1/5)k_{065}/k_{061} = 0,0084; F_7/F_1 = (1/7)k_{067}/k_{061} = 0,025;$$

$$F_9/F_1 = (1/9)k_{069}/k_{061} = 0,041.$$

Третья гармоническая МДС имеет наибольшее значение:

$$F_3/F_1 = (1/3)k_{063}/k_{061} = 0,123.$$

Однако, как будет показано создаваемые ею третьи гармонические ЭДС при соединении фазных обмоток электрической машины по схеме «звезда» не оказывают существенного влияния на работу машины и не выходят во внешнюю сеть. Поэтому практически стремятся уменьшить главным образом пятую и седьмую гармонические МДС, применяя шаг обмотки $y \approx 0,8\tau$.

Номер гармонической	1	3	5	7	9
k_p	0,960	0,667	0,217	0,177	0,333
k_y	0,940	0,500	0,174	0,766	1,000
$k_{об}$	0,902	0,333	0,038	0,135	0,333

Номер гармонической	11	13	15	17	19	21
k_p	0,177	0,217	0,667	0,96	0,96	0,667
k_y	0,766	0,174	0,500	0,94	0,94	0,500
$k_{об}$	0,135	0,038	0,333	0,902	0,902	0,333

1.4. ВРАЩАЮЩЕЕСЯ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Пульсирующее поле. При питаний однофазной обмотки переменным током возникает магнитное поле, пульсирующее во времени с частотой изменения тока. В этом случае при синусоидальном распределении МДС (рис. 1.12) в каждой точке воздушного зазора, расположенной на расстоянии x от оси обмотки, действует МДС

$$F_x = F_0 \cos(\pi x/\tau) = F_m \sin \omega t \cos(\pi x/\tau), \quad (1.12)$$

где $F_0 = F_m \sin \omega t$ — МДС в точке, расположенной на оси обмотки.

Выражение (1.12) можно преобразовать к виду

$$F_x = 0,5F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau) + 0,5F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau). \quad (1.13)$$

Каждый из членов правой части (1.13) представляет собой *уравнение бегущей (или вращающейся) волны МДС*. Следовательно, *пульсирующее магнитное поле, синусоидально распределенное в пространстве, можно представить в виде суммы двух магнитных полей, вращающихся в противоположных направлениях* (рис. 1.13). При этом бегущие волны МДС, создающие эти магнитные поля.

$$F'_x = 0,5F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau); F''_x = 0,5F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau). \quad (1.14)$$

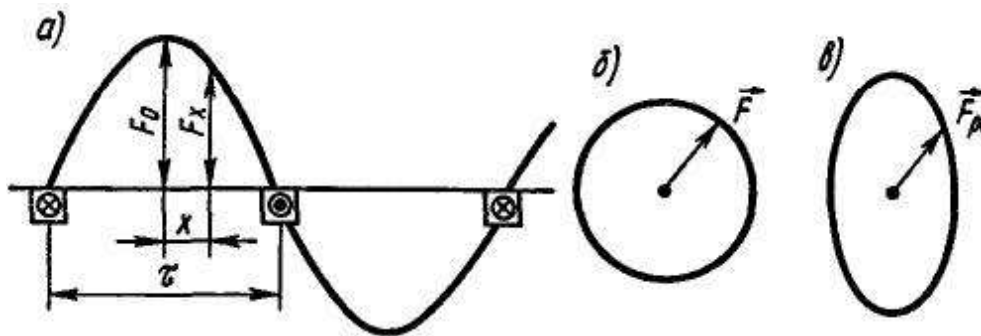


Рис. 1.12 - Диаграмма распределения МДС в воздушном зазоре (а) и годографы пространственного вектора МДС (б, в)

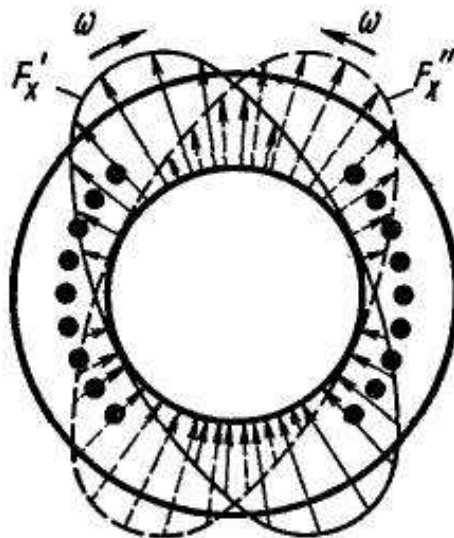


Рис. 1.13 - Вращающиеся магнитные поля однофазной обмотки

В каждом из этих полей максимальные значения МДС в различные моменты времени остаются неизменными. Следовательно, если каждое из

этих полей представить в виде пространственного вектора МДС \vec{F} (рис. 1.12, б), то конец его будет описывать окружность. Такое поле называют круговым.

В качестве положительного направления условно примем направление вращения бегущей волны МДС по часовой стрелке. Координату точки x , в которой МДС F'_x максимальна и равна $0,5F_m$, можно получить, положив $\sin(\omega t - \pi x/\tau) = 1$. При этом $\omega t - \pi x/\tau = \pi/2$, откуда

$$x = \tau(\omega T - \pi/2)/\pi. \quad (1.15)$$

Следовательно, при увеличении угла ωt координата точки x перемещается в положительном направлении, т. е. МДС F'_x вращается по часовой стрелке, а F''_x — против часовой стрелки. Линейная скорость перемещения бегущей волны МДС

$$v = dx/dt = \omega T/\pi = 2f\tau, \quad (1.16)$$

т. е. за один период магнитное поле проходит пару полюсов. Частота вращения бегущей волны МДС (частота вращения магнитного поля)

$$n_1 = 60v/(\pi D) = 60 \cdot 2f\tau/(\pi D) = 60f/p. \quad (1.17)$$

Следовательно, изменяя число полюсов электрической машины $2p$, можно получать различные частоты вращения магнитного поля.

Из (1.17) следует, что в многополюсной машине за один период изменения переменного тока магнитное поле поворачивается на пространственный угол $360^\circ/p$, соответствующий одной паре полюсов. Поэтому при рассмотрении электромагнитных процессов в электрических машинах вводят понятие «электрические градусы», с которыми оперируют при построении векторных диаграмм, проектировании обмоток и пр. При этом 360 *временным градусам* соответствует $360p$ *электрических градусов*, а электрические градусы имеют связь с геометрическими градусами в виде соотношения $\alpha_{эл}^\circ = p\alpha_{геом}^\circ$.

Если на статоре электрической машины расположить симметричную трехфазную обмотку (рис. 1.14), у которой оси фаз AX , BY и CZ сдвинуты в пространстве на угол 120° , то при питании ее симметричным трехфазным

током получим круговое вращающееся магнитное поле. На рис. 1.14 для простоты фазы обмотки показаны сосредоточенными, но распределение МДС, образуемое каждой фазой, следует считать синусоидальным. Ввиду того, что в рассматриваемой обмотке фазы AX , BY и CZ смещены в пространстве на $(2/3)\tau$, а токи в них сдвинуты во времени на угол $(2/3)\pi$, получим следующие выражения для составляющих МДС в точке x от каждой из фаз:

$$F_{xA} = F_m \sin \omega t \cos \frac{\pi x}{\tau} = \frac{F_m}{2} \sin(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}) + \frac{F_m}{2} \sin(\omega t + \frac{\pi x}{\tau});$$

$$F_{xB} = F_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cos(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{2\pi}{3}) = \frac{F_m}{2} \sin(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}) + \frac{F_m}{2} \sin(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} - \frac{4\pi}{3});$$

$$F_{xC} = F_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cos(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{4\pi}{3}) = \frac{F_m}{2} \sin(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}) + \frac{F_m}{2} \sin(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} + \frac{4\pi}{3}).$$

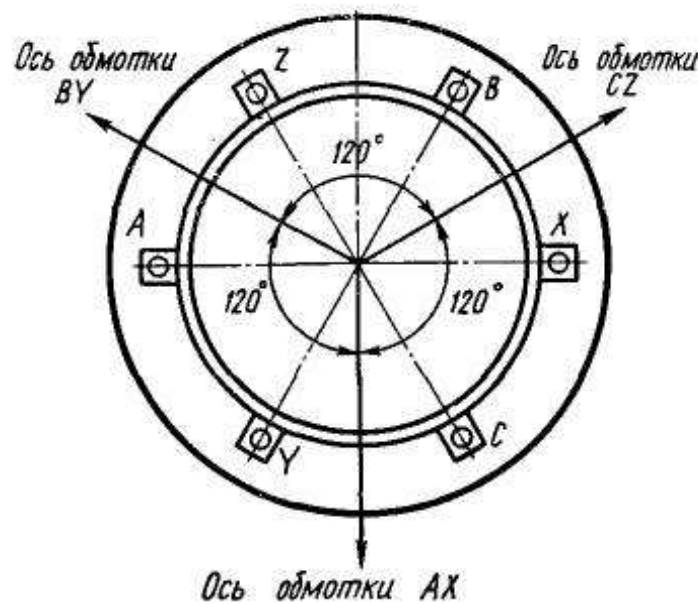


Рис. 1.14 - Расположение обмоток фаз на статоре двухполюсной трехфазной машины

Результирующую МДС в точке x можно получить путем сложения отдельных ее составляющих F_{xA} , F_{xB} , F_{xC} . При этом обратновращающиеся волны МДС исчезают, а результирующая МДС

$$F_{x \text{ рез}} = 1,5F_m \sin(\omega t - \pi x / \tau). \quad (1.18)$$

1.5. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ, ИНДУЦИРУЕМЫЕ В ОБМОТКАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Вращающееся магнитное поле пересекает обмотки статора и ротора, индуцируя в них переменную ЭДС. Выведем формулу, определяющую связь величины ЭДС с параметрами вращающегося магнитного поля.

На рис. 1.15 изображена развертка статора, на которой показана сосредоточенная обмотка одной фазы $A\bar{X}$ и распределение результирующей индукции $B_{рез}$ вдоль окружности статора для момента времени, когда ток в данной фазе имеет максимум². В этом случае максимум кривой результирующей индукции совпадает с осью фазы $A\bar{X}$.

В исходном положении с фазной обмоткой $A\bar{X}$ сцеплен поток $\Phi_{рез} = \Phi_m$. Через полупериод волна результирующей индукции перемещается на одно полюсное деление (см. штриховую линию) и с обмоткой сцепляется поток $-\Phi_m$. Среднее значение ЭДС за полупериод

$$E_{cp} = w_{\phi} \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = w_{\phi} \frac{\Phi_m - (-\Phi_m)}{T/2} = 4w_{\phi} \frac{\Phi_m}{T} = 4fw_{\phi} \Phi_m, \quad (1.19)$$

где w_{ϕ} , — число витков в фазе.

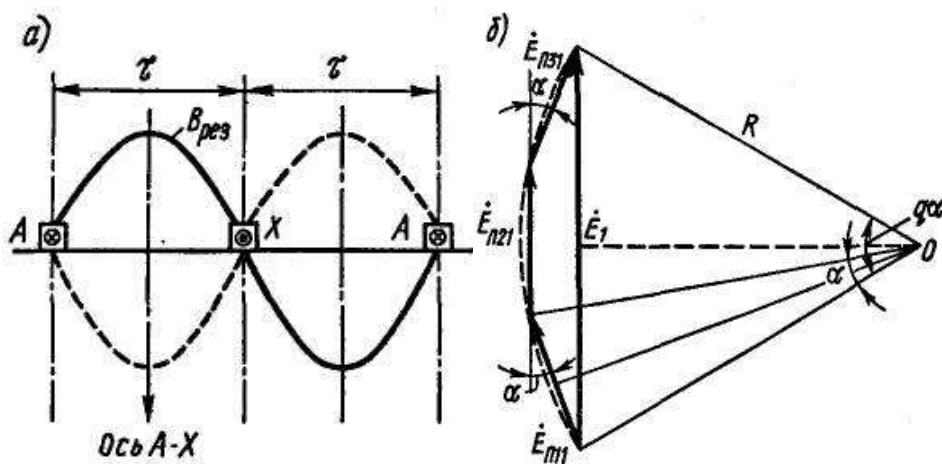


Рис. 1.15 - Распределение вдоль окружности статора многофазной машины волны результирующей индукции (а) и диаграмма (б) сложения векторов ЭДС, индуктированных в катушках распределенной обмотки статора

Действующее значение ЭДС

² Принимается, что результирующий поток, создаваемый всеми фазными обмотками, имеет синусоидальную форму.

$$E_1 = k_\Phi E_{cp} = 4,44 f w_\Phi \Phi_m, \quad (1.20)$$

где $k_\Phi = 1,11$ коэффициент формы кривой для синусоиды.

Таким образом, действующее значение ЭДС, индуцированной вращающимся магнитным полем в сосредоточенной обмотке, определяется по той же формуле, что и для трансформатора.

Если обмотка распределена и находится в нескольких пазах (что обычно имеет место), то ЭДС в отдельных катушках сдвинуты по фазе и их нужно складывать векторно. Легко заметить, что векторное сложение ЭДС осуществляется так же, как и векторное сложение МДС. Следовательно, результирующая ЭДС распределенной обмотки при укорочении шага

$$E_1 = 4,44 f w_\Phi \Phi_m k_{об1}. \quad (1.21)$$

Для первой гармонической ЭДС обычно $k_{об} = 0,9 \div 0,95$. Таким образом, из-за распределения и укорочения шага обмотки происходит некоторое уменьшение первой гармонической ЭДС. Однако высшие гармонические ЭДС уменьшаются еще в большей мере. Поэтому *даже при не вполне синусоидальном магнитном потоке можно получить практически синусоидальную ЭДС*.

Приближению кривой ЭДС к синусоидальной форме способствует также и то обстоятельство, что в трехфазных электрических машинах третьи и кратные им гармонические ЭДС, индуцированные во всех фазах, совпадают по времени, как в трехфазном трансформаторе. При соединении обмотки статора по схеме «звезда» (Y) эти гармонические во всех фазах имеют одинаковое направление и взаимно компенсируются, вследствие чего в линейных напряжениях они отсутствуют. При соединении обмоток статора по схеме «треугольник» (Δ) ЭДС третьих и кратных им гармонических, суммируясь, образуют в замкнутом контуре токи соответствующей частоты, которые не выходят во внешнюю сеть. Следовательно, и в рассматриваемом случае линейные напряжения не содержат гармонических, кратных трем. Однако во избежание излишнего

нагрева и увеличения потерь мощности, создаваемых этими токами, в *трехфазных машинах большой и средней мощности соединение обмоток по схеме Δ не следует применять.*

Таким образом, при конструировании обмоток в большинстве случаев необходимо принимать меры для уменьшения пятой и седьмой гармонических, которые оказывают наиболее сильное влияние. Как было указано выше, это достигается путем укорочения шага. При укорочении шага $1/5$ полюсного деления ($y = 0,8\tau$) исчезает пятая гармоническая в кривой ЭДС; при укорочении шага $1/7$ полюсного деления ($y = 0,856\tau$) исчезает седьмая гармоническая. Обычно укорочение шага выбирают в пределах между $1/5$ и $1/7$ полюсного деления, что обеспечивает значительное уменьшение пятой и седьмой гармонических. В некоторых одно и двухфазных микромашинах, а также машинах малой мощности для уменьшения третьих гармонических ЭДС иногда применяют укорочение шага на $1/3$ полюсного деления.

Формулу (1.21) используют для определения ЭДС, индуцированных в обмотках статора и ротора электрической машины. При этом берут соответствующие числа витков обмотки и обмоточные коэффициенты. При неподвижном роторе частота тока в его обмотке f_2 равна частоте тока в обмотке статора f_1 , и соотношение между ЭДС статора E_1 и ротора E_2 определяется в основном соотношением их чисел витков (как и в трансформаторе):

$$E_1/E_2 = k_{o\delta 1} w_1 / (k_{o\delta 2} w_2) \approx w_1 / w_2,$$

где w_1 и w_2 — числа витков в фазе статора и ротора; $k_{o\delta 1}$ и $k_{o\delta 2}$ — соответствующие обмоточные коэффициенты.

Если ротор вращается, то $f_1 \neq f_2$ и соотношение между величинами E_1 и E_2 изменяется.

ГЛАВА 2. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

2.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

Назначение. Асинхронные машины наиболее распространенные электрические машины. Особенно широко они используются как электродвигатели и являются основными преобразователями электрической энергии в механическую. В настоящее время асинхронные электродвигатели потребляют около половины всей вырабатываемой в мире электроэнергии и находят широкое применение в качестве электропривода подавляющего большинства механизмов. Это объясняется простотой конструкции, надежностью и высоким значением КПД этих электрических машин.

Открытие асинхронных машин относится к 80-м годам прошлого столетия. Их создание связывают с именами итальянского ученого *Г. Феррариса*, югославского ученого *Н. Тесла* и русского ученого *М. О. Доливо-Добровольского*. *Г. Феррарис* и *Т. Тесла* независимо друг от друга в 1888 г. предложили способ получения двухфазного вращающегося поля и создали первые асинхронные машины. Однако эти двигатели не получили широкого применения.

Большую роль в создании асинхронных двигателей сыграл *М. О. Доливо-Добровольский*. В 1889 г. он впервые использовал трехфазный ток для получения вращающегося магнитного поля, применил на статоре распределенную трехфазную обмотку и обмотку ротора в виде беличьей клетки. Он также предложил трехфазную обмотку ротора, выведенную на контактные кольца, и использовал для пуска двигателя реостат, подключаемый к обмотке ротора через контактные кольца.

Почти за 100 лет существования асинхронных двигателей в них совершенствовались применяемые материалы, конструкция отдельных узлов и деталей, технология их изготовления; однако принципиальные

конструкторские решения, предложенные М. О. Доливо-Добровольским, в основном остались неизменными. В дальнейшем большое применение получили также и однофазные асинхронные двигатели в основном для электробытовых приборов. Появилось также большое количество разновидностей и модификаций асинхронных машин, в частности асинхронные исполнительные двигатели, тахогенераторы, сельсины, поворотные трансформаторы и др.

Большой вклад в теорию асинхронных машин внесли советские ученые *Б. П. Анаров, М. П. Костенко, Г. Н. Петров, К. И. Шенфер* и др. В СССР впервые в мировой практике с 1946 г. асинхронные двигатели выпускаются едиными всесоюзными сериями. На базе единых серий в нашей стране организовано высокомеханизированное и автоматизированное крупносерийное производство на основе широкой специализации и кооперации. Большие преимущества имеют единые серии и в эксплуатации — они значительно облегчают выбор, установку, обслуживание и ремонт электрооборудования. В 70-х годах была разработана и внедрена единая серия асинхронных двигателей 4А. Одновременно с конструкцией двигателей разрабатывались электротехническая сталь, провода, изоляция и технология. В 80-х годах организацией социалистических стран «Интерэлектро» разработана новая унифицированная серия асинхронных двигателей АИ, предназначенная для использования во всех странах - членах СЭВ. Машины серии АИ, которые производятся во всех этих странах, отличаются повышенными надежностью и перегрузочной способностью, расширенным диапазоном регулирования, лучшими массо-габаритными и энергетическими показателями, а также улучшенными виброакустическими характеристиками по сравнению с машинами серии 4А.

В СССР впервые в мире разработана методика оптимизированного расчета асинхронных двигателей, учитывающая затраты как на производство, так и на эксплуатацию электродвигателей; расчет с

помощью электронно-вычислительных машин ведется по минимуму суммарных затрат в народном хозяйстве. В теорию и практику создания единых серий асинхронных двигателей большой вклад внесли советские ученые и инженеры *А. Г. Иосифьян, Б. И. Кузнецов, Э. Д. Кравчик, В. И. Радин, Т. Г. Сорокер, И. Н. Чарахчян* и др.

Принцип действия. В асинхронной машине одну из обмоток размещают на статоре, а вторую — на роторе. Между ротором и статором имеется воздушный зазор, который для улучшения магнитной связи между обмотками делают по возможности малым. Обмотка статора представляет собой трехфазную (или в общем случае многофазную) обмотку, катушки которой размещают равномерно по окружности статора. Фазы обмотки статора *AX, BY* и *CZ* соединяют по схеме Υ или Δ и подключают к сети трехфазного тока. Обмотку ротора выполняют трехфазной или многофазной и размещают равномерно вдоль окружности ротора. Фазы ее в простейшем случае замыкают накоротко.

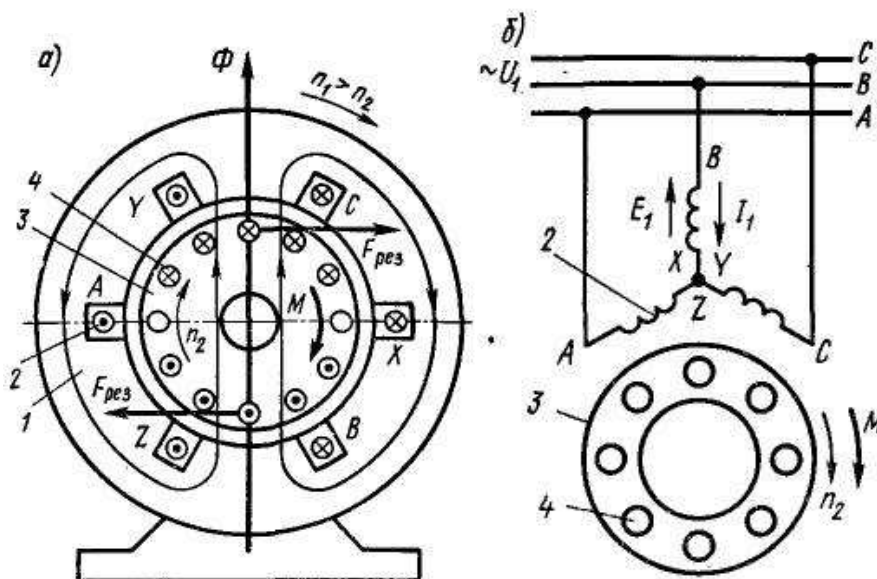


Рис. 2.1 - Электромагнитная схема асинхронной машины, направления токов и электромагнитного момента при работе в двигательном режиме

При питании обмотки статора трехфазным током создается вращающееся магнитное поле, частота вращения которого (синхронная)

$$n_1 = 60f_1/p.$$

Если ротор неподвижен или частота его вращения меньше синхронной, то вращающееся магнитное поле пересекает проводники обмотки ротора и индуцирует в них ЭДС. На рис. 2.1, а показано, согласно правилу правой руки, направление ЭДС, индуцированной в проводниках ротора при вращении магнитного потока Φ по часовой стрелке, при этом проводники ротора перемещаются относительно потока Φ против часовой стрелки. Активная составляющая тока ротора совпадает по фазе с индуцированной ЭДС; поэтому условные обозначения (крестики и точки) на рис. 2.1 показывают одновременно и направление активной составляющей тока.

На проводники с током, расположенные в магнитном поле, действуют электромагнитные силы, направление которых определяется правилом левой руки. Суммарное усилие $F_{\text{рез}}$, приложенное ко всем проводникам ротора, образует электромагнитный момент M , увлекающий ротор за вращающимся магнитным полем. Если этот момент достаточно велик, то ротор приходит во вращение и его установившаяся частота вращения n_2 соответствует равенству электромагнитного момента тормозному, создаваемому приводимым во вращение механизмом и внутренними силами трения. Такой режим работы асинхронной машины является *двигательным* и, очевидно, в данном случае $0 \leq n_2 < n_1$.

Относительную разность частот вращения магнитного поля и ротора называют *скольжением*:

$$s = (n_1 - n_2)/n_1. \quad (2.1)$$

Скольжение часто выражают в процентах

$$s = [(n_1 - n_2)/n_1] \cdot 100. \quad (2.2)$$

Очевидно, что при двигательном режиме $1 > s > 0$.

Если ротор асинхронной машины разогнать с помощью внешнего момента (например, каким-либо двигателем) до частоты, большей частоты вращения магнитного поля n_1 то изменится направление ЭДС в проводниках ротора и активной составляющей тока ротора, т. е.

асинхронная машина перейдет в *генераторный режим*. При этом изменит свое направление и электромагнитный момент M , который станет тормозящим. В генераторном режиме асинхронная машина получает механическую энергию от первичного двигателя, превращает ее в электрическую и отдает в сеть, при этом $s < 0$.

Если изменить направление вращения ротора (или магнитного поля) так, чтобы магнитное поле и ротор вращались в противоположных направлениях, то ЭДС и активная составляющая тока в проводниках ротора будут направлены так же, как в двигательном режиме, т. е. машина будет получать из сети активную мощность.

Однако в данном режиме электромагнитный момент M направлен против вращения ротора, т. е. является тормозящим. Этот режим работы асинхронной машины называют *режимом электромагнитного торможения*. Так как ротор вращается в обратном направлении (относительно направления магнитного поля), то $n_2 < 0$, а $s > 1$.

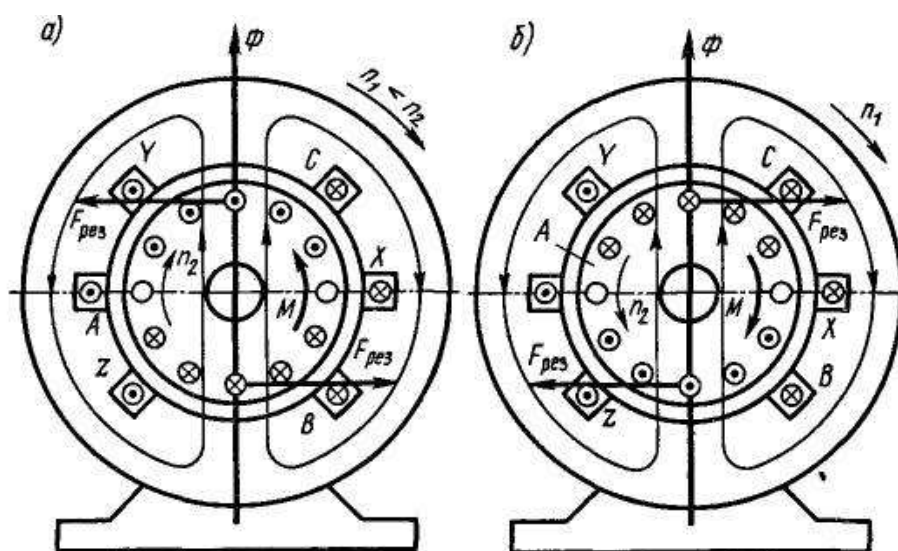


Рис. 2.2 - Электромагнитная схема асинхронной машины, направления токов и электромагнитного момента при работе ее в режимах: генераторном и электромагнитного торможения

Таким образом, *характерной особенностью асинхронной машины является наличие скольжения, т. е. неравенство частот вращения n_1 и n_2 . Только при указанном условии в проводниках обмотки ротора*

индуцируется ЭДС и возникает электромагнитный момент. Поэтому машину называют *асинхронной* (ее ротор вращается не синхронно с полем).

На практике обычно встречается двигательный режим асинхронной машины, поэтому теория асинхронных машин изложена здесь применительно к этому режиму с последующим обобщением ее на другие режимы работы.

2.2. УСТРОЙСТВО ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Основные типы двигателей. По конструкции асинхронные двигатели подразделяют на два основных типа: с короткозамкнутым ротором и фазным ротором (последние называют также двигателями с контактными кольцами). Рассматриваемые двигатели имеют одинаковую конструкцию статора и отличаются лишь выполнением обмотки ротора.

Двигатели с **короткозамкнутым ротором** (рис. 2.3, *а* и *б*). На статоре расположена трехфазная обмотка, которая при подключении к сети трехфазного тока создает вращающееся магнитное поле. Обмотка ротора выполнена в виде беличьей клетки, является короткозамкнутой и никаких выводов не имеет (рис. 2.3, *в*).

Беличья клетка состоит из медных или алюминиевых стержней, замкнутых накоротко с торцов двумя кольцами (рис. 2.3, *а*). Стержни этой обмотки вставляют в пазы сердечника ротора без какой-либо изоляции. В двигателях малой и средней мощности беличью клетку обычно получают путем заливки расплавленного алюминиевого сплава в пазы сердечника ротора (рис. 2.3, *б*). Вместе со стержнями беличьей клетки отливают короткозамыкающие кольца и торцовые лопасти, осуществляющие вентиляцию машины. Для этой цели особенно пригоден алюминий, так как он обладает малой плотностью, легкоплавкостью и достаточно высокой электропроводностью. В машинах большой мощности пазы

короткозамкнутого ротора выполняют полузакрытыми, в машинах малой мощности — закрытыми. Обе формы паза позволяют хорошо укрепить проводники обмотки ротора, хотя и несколько увеличивают потоки рассеяния и индуктивное сопротивление роторной обмотки. В двигателях большой мощности беличью клетку выполняют из медных стержней, концы которых вваривают в короткозамыкающие кольца (рис. 2.4, в). Различные формы пазов ротора показаны на рис. 2.4, г.

В электрическом отношении беличья клетка представляет собой многофазную обмотку, соединенную по схеме Y и замкнутую накоротко. Число фаз обмотки m_2 равно числу пазов ротора z_2 , причем в каждую «фазу» входят один стержень и прилегающие к нему участки короткозамыкающих колец.

Часто асинхронные двигатели с фазным и короткозамкнутым ротором имеют скошенные пазы на статоре или роторе. Скос пазов делают для того, чтобы уменьшить высшие гармонические ЭДС, вызванные пульсациями магнитного потока из-за наличия зубцов, снизить шум, вызываемый магнитными причинами, и устранить явление прилипания ротора к статору, которое иногда наблюдается в микродвигателях.

Двигатели с фазным ротором (рис. 2.5). Обмотка статора выполнена так же, как и в двигателях с короткозамкнутым ротором. Ротор имеет трехфазную обмотку с тем же числом полюсов. Обмотку ротора обычно соединяют по схеме Y , три конца которой выводят к трем контактными кольцам (рис. 2.5), вращающимся вместе с валом машины. С помощью металлографитных щеток, скользящих по контактными кольцам, в ротор включают пусковой или пускорегулирующий реостат, т. е. в каждую фазу ротора вводят добавочное активное сопротивление.

Чтобы уменьшить износ колец и щеток, двигатели с фазным ротором иногда имеют приспособления для подъема щеток и замыкания колец накоротко после выключения реостата. Однако введение этих приспособлений усложняет конструкцию электродвигателя и несколько

снижает надежность его работы, поэтому обычно применяют конструкции, в которых щетки постоянно соприкасаются с контактными кольцами.

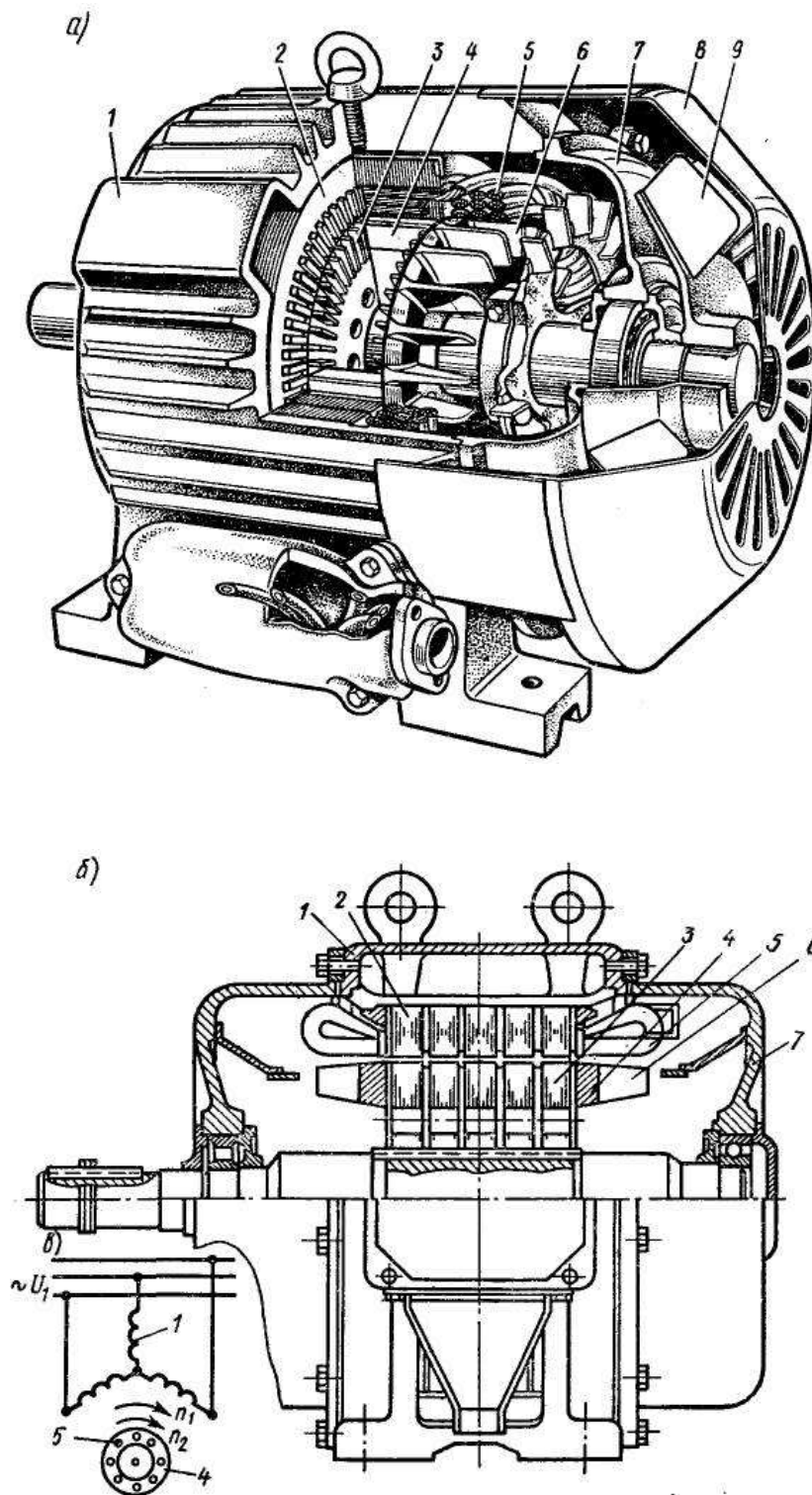


Рис. 2.3 - Устройство асинхронного двигателя

с короткозамкнутым ротором (а, б) и схема его включения (в):

1- корпус; 2 - сердечник статора; 3 - сердечник ротора; 4 - обмотка ротора беличья клетка; 5- обмотка статора; 6 - вентиляционные лопасти ротора; 7 — подшипниковый щит; 8 — кожух вентилятора; 9 — вентилятор

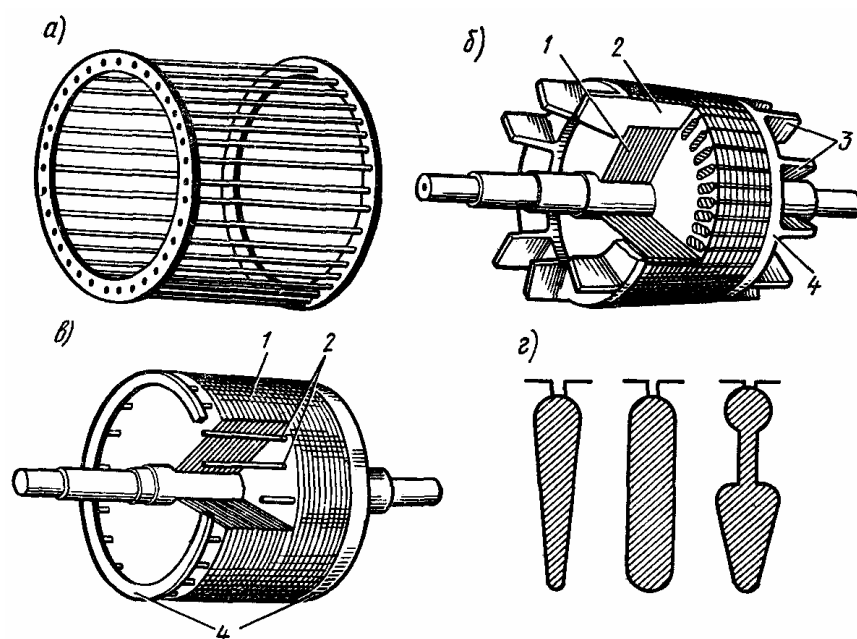


Рис. 2.4 - Конструкция короткозамкнутого ротора:

**1 — сердечник ротора; 2 — стержни; 3 — лопасти вентилятора;
4 — короткозамыкающие кольца**

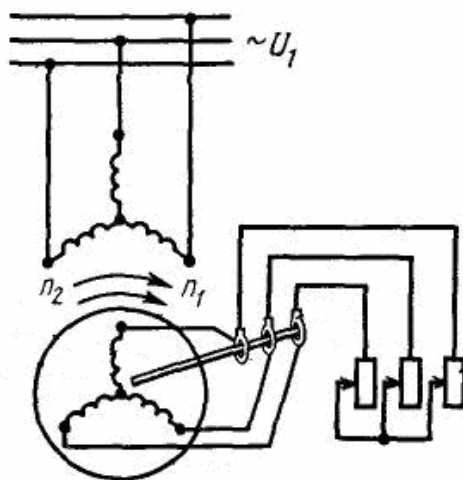


Рис. 2.5 - Схема включения асинхронного двигателя с фазным ротором.

Области применения двигателей различных типов. По конструкции двигатели с короткозамкнутым ротором проще двигателей с фазным ротором и более надежны в эксплуатации (у них отсутствуют кольца и щетки, требующие систематического наблюдения, периодической замены и пр.). Основные недостатки этих двигателей — сравнительно небольшой пусковой момент и значительный пусковой ток. Поэтому их применяют в тех электрических приводах, где не требуются большие

пусковые моменты (электроприводы металлообрабатывающих станков, вентиляторов и пр.). Асинхронные двигатели малой мощности и микродвигатели также выполняют с короткозамкнутым ротором.

Как показано ниже, в двигателях с фазным ротором имеется возможность с помощью пускового реостата увеличивать пусковой момент до максимального значения и уменьшать пусковой ток. Следовательно, такие двигатели можно применять для привода машин и механизмов, которые пускают в ход при большой нагрузке (электроприводы грузоподъемных машин и пр.).

2.3. РАБОТА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ ЗАТОРМОЖЕННОМ РОТОРЕ

Холостой ход. Режимы работы асинхронной машины при заторможенном роторе наиболее просты для исследования, так как при этом обмотки статора и ротора пересекаются магнитным потоком с одной и той же скоростью, т. е. частоты ЭДС статора f_1 и ротора f_2 равны. Если считать, что вращающееся магнитное поле близко к круговому и, кроме того, высшие гармонические ЭДС подавляются из-за распределения обмоток в нескольких пазах и укорочения шага, то при анализе можно учитывать только первые гармонические ЭДС статора и ротора соответственно

$$E_1 = 4,44f_1w_1k_{061}\Phi_m, \quad (2.2)$$

$$E_2 = 4,44f_1w_2k_{062}\Phi_m. \quad (2.3)$$

Отношение

$$E_1/E_2 = w_1k_{061}/w_2k_{062} = k_E \quad (2.4)$$

называют коэффициентом трансформации ЭДС. Для основных гармонических обмоточные коэффициенты обычно равны 0,96—0,90 и поэтому в первом приближении можно считать

$$k_E = w_1/w_2 \quad (2.5)$$

аналогично тому, как это наблюдается в трансформаторе.

Если обмотка ротора разомкнута, то по ней ток не проходит, а, следовательно, она не влияет на электромагнитные процессы в статоре. Этот режим называют режимом холостого хода.

При холостом ходе для каждой фазы обмотки статора можно составить уравнение, полностью тождественное уравнению для первичной обмотки трансформатора при холостом ходе:

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} = \dot{I}_0 R_1, \quad (2.6)$$

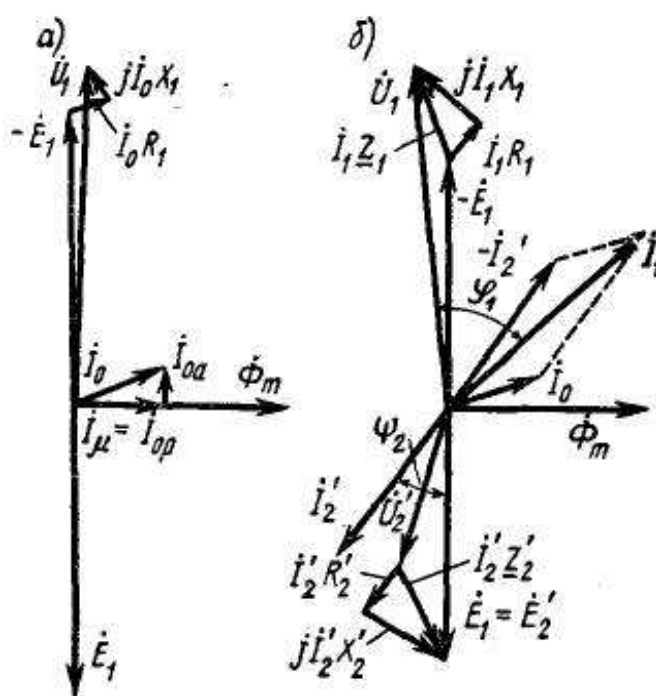
где E_1 - ЭДС, индуцируемая вращающимся магнитным потоком Φ , охватывающим обмотки ротора и статора; $E_{\sigma 1} = 4,44 f_1 k_{061} w_1 \Phi_{\sigma 1m}$ ЭДС, вызываемая потоком рассеяния обмотки статора; $I_0 R_1$ — падение напряжения в обмотке статора, называемое током холостого хода.

В соответствии с (2.6) можно построить векторную диаграмму асинхронной машины при холостом ходе (рис. 2.7, а). При этом вектор $\dot{E}_{\sigma 1}$ заменяют противоположно направленным ему вектором $j\dot{I}_0 X_1$ индуктивного падения напряжения в обмотке статора. В принципе указанная диаграмма аналогична векторной диаграмме трансформатора при холостом ходе, так как в этих машинах при заторможенном роторе протекают одинаковые электромагнитные процессы (обмотка статора аналогична первичной обмотке трансформатора, а обмотка ротора — вторичной обмотке). Однако ток холостого хода I_0 в асинхронном двигателе из-за наличия воздушного зазора между ротором и статором значительно больше, чем в трансформаторе (2040% от номинального тока по сравнению с 0,53% у трансформатора), вследствие чего здесь нельзя пренебрегать падениями напряжения $\dot{I}_0 R_1$ и $j\dot{I}_0 X_1$ и пользоваться приближенным уравнением $\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = 0$, как это делают в некоторых случаях при построении векторной диаграммы трансформатора.

Относительно большой ток холостого хода в асинхронных машинах является одним из главных недостатков, так как вызывает увеличение потерь в обмотке статора (особенно в небольших машинах) и уменьшение коэффициента мощности машины. Для снижения тока холостого хода

заводы-изготовители стремятся выполнять в асинхронных машинах минимально возможные с точки зрения конструкции и технологии зазоры. Так, например, у двигателей мощностью 5 кВт и менее зазоры между статором и ротором равны 0,1 - 0,3 мм.

При построении векторных диаграмм асинхронной машины принимают, что потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, создаваемые обмотками статора и ротора, совпадают по фазе с токами, проходящими по соответствующим обмоткам, и пропорциональны этим токам аналогично тому, как это принято в теории трансформатора. Это допущение является вполне обоснованным, так как указанные магнитные потоки замыкаются главным образом по воздуху (поперек соответствующих пазов, через коронки зубцов и вокруг лобовых соединений).



**Рис. 2.7 - Векторные диаграммы асинхронной машины
при заторможенном роторе**

Поэтому в асинхронной машине, так же как и в трансформаторе, можно считать, что при режимах, близких к номинальному, индуктивные сопротивления $X_1 = E_{\sigma 1} / I_1$ и $X_2 = E_{\sigma 2} / I_2$ не зависят от тока в соответствующих обмотках.

Работа машины под нагрузкой. Асинхронную машину с заторможенным ротором можно использовать в качестве трансформатора, если в цепь обмотки ротора (вторичной обмотки) включить сопротивление нагрузки Z_H .

Векторная диаграмма асинхронной машины с заторможенным ротором (рис. 2.7, б) аналогична диаграмме трансформатора и определяется формально теми же основными уравнениями:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 + \dot{E}_1 &= \dot{I}_1 R_1 + j\dot{I}_1 X_1 ; \\ \dot{U}'_2 &= \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 R'_2 - j\dot{I}'_2 X'_2 ; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2) .\end{aligned}\tag{2.7}$$

Однако наличие в асинхронной машине вращающегося потока обуславливает некоторые специфические особенности при взаимодействии токов в первичной и вторичной обмотках. Поскольку фазы обмотки ротора сдвинуты в пространстве, а токи в них имеют временной сдвиг, они создают бегущую волну МДС ротора F_2 , частота вращения которой

$$n_{F_2} = 60f_2/p_2,\tag{2.8}$$

где f_2 и p_2 — частота тока и число пар полюсов ротора. Так как при неподвижном роторе ЭДС в обмотках статора и ротора имеют одинаковую частоту, т. е. $f_2 = f_1$; то

$$n_{F_2} = 60f_1/p_2.$$

Асинхронная машина может работать только при равенстве частот вращения бегущих волн МДС статора F_1 и ротора F_2 . Следовательно, статор и ротор должны иметь одинаковое число полюсов, т. е. $p_1 = p_2 = p$. При этом условии бегущие волны МДС ротора и статора неподвижны одна относительно другой и взаимодействуют между собой, обеспечивая передачу мощности из статора в ротор так же, как и в трансформаторе. В результате ток ротора I_2 создает компенсирующую его составляющую тока статора I'_2 и результирующий магнитный поток

остается примерно таким же, как и при режиме холостого хода. Таким образом, для асинхронной машины, как и для трансформатора, справедливо условие $\Phi \approx \text{const}$, т. е. магнитный поток при изменении режима работы изменяется мало. *Требование равенства частот вращения бегущих волн МДС ротора и статора жестко определяет лишь равенство числа полюсов.* Число фаз обмоток статора и ротора может быть любым.

Если выбор числа фаз m_1 обмотки статора определен питанием ее от трехфазной (в двигателях общепромышленного применения) или двухфазной (в микродвигателях) сети переменного тока, то число фаз m_2 обмотки ротора выбирают при проектировании машины, исходя из удобств конструкции и технологии изготовления ротора, т. е. можно выполнить ее многофазной в виде беличьей клетки, у которой m_2 равно числу стержней z_2 клетки. В такой обмотке отдельные «фазы» сдвинуты одна относительно другой на угол $\alpha = 2\pi/Z_2$, а число пар полюсов p_2 всегда равно числу пар полюсов p_1 вращающегося магнитного поля.

Схема замещения (рис. 2.8). Эта схема аналогична схеме замещения трансформатора, но ее параметры определяются другими коэффициентами приведения. Полагая $E'_2 = E_1 = k_E E_2$, из условия равенства мощностей реального и приведенного роторов $m_2 E_2 I_2 = m_1 E'_2 I'_2$ находим

$$I'_2 = (m_2 / m_1) \cdot (E_2 / E'_2) \cdot I_2 = m_2 w_2 k_{o\phi 2} I_2 / (m_1 w_1 k_{o\phi 1}) = I_2 / k_i . \quad (2.9)$$

Величину $k_i = m_1 w_1 k_{o\phi 1} / (m_2 w_2 k_{o\phi 2})$ называют *коэффициентом приведения (трансформации) токов*.

Из равенства электрических потерь $m_2 I_2^2 R_2 = m_1 I'^2_2 R'_2$ получаем

$$R'_2 = (m_2 / m_1) \cdot (I_2 / I'_2)^2 \cdot R_2 = k_i k_E R_2 . \quad (2.10)$$

Из равенства относительных индуктивных падений напряжений $I_2 X_2 / E_2 = I'_2 X'_2 / E'_2$ находим

$$X'_2 = (E'_2 / E_2) \cdot (I_2 / I'_2) \cdot X_2 = k_i k_E X_2 . \quad (2.10,a)$$

Величину $k_E k_i$ называют коэффициентом приведения сопротивлений. При определении коэффициентов k_E и k_i для короткозамкнутой обмотки типа беличья клетка принимают $w_2 = 0,5$; $m_2 = z_2$ и $k_{062} = 1$.

Таким образом, теория работы асинхронной машины с заторможенным ротором в основном подобна теории работы трансформатора. Однако использование асинхронной машины в качестве трансформатора обычно нецелесообразно, так как она значительно дороже трансформатора и имеет худшие эксплуатационные характеристики (большой ток холостого хода, меньший КПД и пр.).

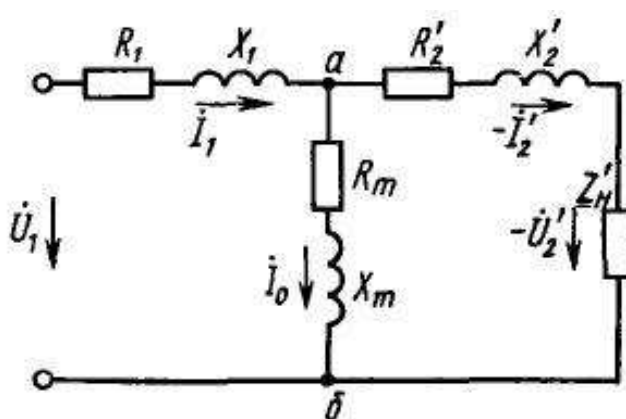


Рис. 2.8 - Схема замещения асинхронной машины при заторможенном роторе

Только в некоторых специальных устройствах асинхронную машину используют в режиме работы трансформатора, т. е. при заторможенном роторе.

Области применения асинхронной машины с заторможенным ротором. Рассмотренный режим работы используют в фазорегуляторах и индукционных регуляторах.

Фазорегулятор. Если ротор трехфазной асинхронной машины установлен в положении (рис. 2.9, а), при котором оси одноименных фаз ротора и статора совпадают, то вращающийся магнитный поток пересекает обмотки статора и ротора одновременно. Следовательно, ЭДС E_1 и E_2 имеют одинаковую фазу. Если повернуть ротор навстречу магнитному потоку на угол α (рис. 2.9, б), то магнитный поток будет сначала набегать

на фазу ax ротора, а потом на фазу Ax статора. Вследствие этого ЭДС E_2 будет опережать E_1 по фазе на угол α . Поворачивая ротор в одну или другую сторону, можно получить требуемую фазу ЭДС:

$$e_2 = E_{2m} \sin(\omega t \pm \alpha).$$

Асинхронные фазорегуляторы (рис. 2.9, в) используют главным образом в схемах автоматики для компенсации фазовой погрешности, в управляемых выпрямителях, устройствах для испытаний электроизмерительных приборов и пр. Промышленность выпускает миниатюрные фазорегуляторы с одной обмоткой на роторе. Поворот ротора осуществляют с помощью червячного редуктора с самоторможением.

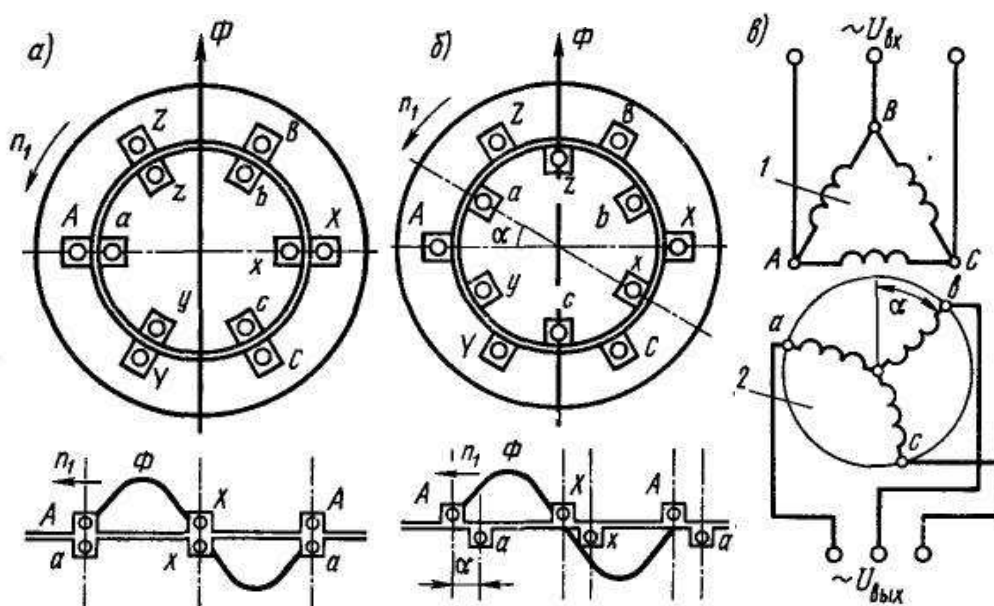


Рис. 2.9 - Схематический разрез (а, б) и схема (в) фазорегулятора:

1 — обмотка статора; 2 — обмотка ротора

Индукционный регулятор. Этот регулятор выполняют в виде трехфазного поворотного автотрансформатора. Его применяют для регулирования трехфазного переменного напряжения, подаваемого на какие-либо устройства.

В качестве первичной обмотки регулятора обычно используют обмотку ротора 1 (рис. 2.10, а), вторичной служит обмотка статора 2. Входное напряжение $U_{вх}$ подводят к началам a , b и c первичной, а также к началам A , B и C вторичной обмоток; выходное напряжение $U_{вых}$ снимают с концов X , Y и Z вторичной обмотки.

При подключении индукционного регулятора к сети трехфазного тока в каждой фазе его обмотки ротора и статора индуцируются ЭДС E_1 и E_2 . При холостом ходе для каждой фазы этой машины

$$\dot{U}_{вых} = \dot{E}_1 + \dot{E}_2 \approx \dot{U}_{вх} + \dot{E}_2. \quad (2.11)$$

Из уравнения (2.11) следует, что векторы ($\dot{U}_{вх}$ и \dot{E}_2 складываются геометрически и поэтому действующее значение выходного напряжения $U_{вых}$ зависит от угла сдвига фаз α между векторами $\dot{U}_{вх}$ и \dot{E}_2 . Этот угол можно изменять, поворачивая ротор, и получать таким образом различные величины выходного напряжения $U_{вых}$ (рис. 2.10, б).

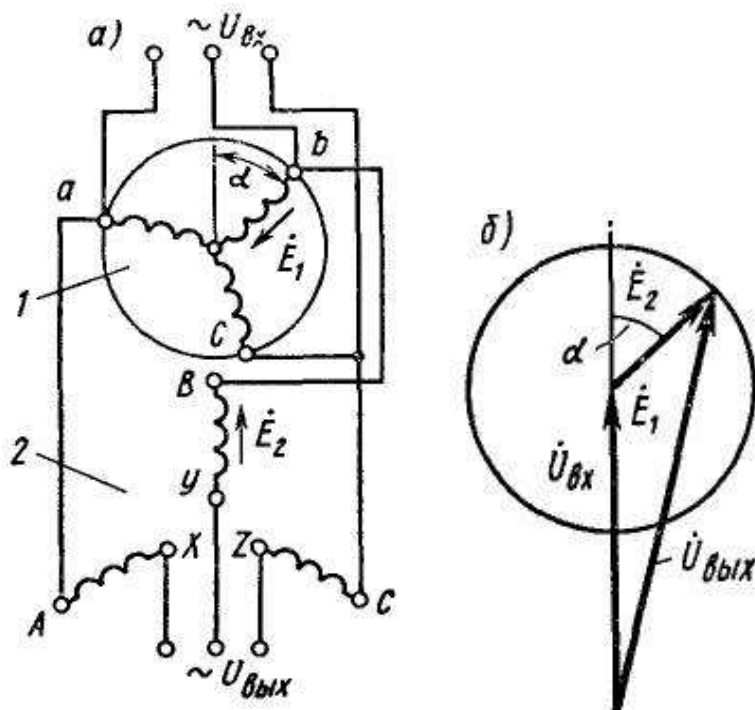


Рис. 2.10 - Схема и векторная диаграмма напряжений трехфазного индукционного регулятора

Достоинством индукционного регулятора является возможность плавного изменения выходного напряжения под нагрузкой без разрыва цепи тока. При этом ток ротора, взаимодействуя с магнитным полем, создает электромагнитный момент, стремящийся повернуть ротор, поэтому необходимо принять меры для торможения ротора. В индукционных регуляторах малой мощности с червячной передачей от штурвала происходит самоторможение ротора из-за наличия этой передачи.

В рассмотренном индукционном регуляторе одновременно с изменением величины выходного напряжения изменяется и его фаза. В случае, если такое изменение нежелательно, применяют сдвоенный регулятор, у которого оба ротора расположены на общем валу. Обмотки ротора обоих регуляторов соединены между собой параллельно, а обмотки статора — последовательно (рис. 2.11, *а*), причем фазы этих обмоток подключены к сети с входным напряжением $U_{вх}$ так, чтобы направление вращения магнитного поля в обоих регуляторах было противоположным. При этом суммарный вращающий момент на валу сдвоенного регулятора равен нулю и он не требует специального тормозного устройства. При повороте сдвоенного ротора в каком-либо направлении ротор одного из регуляторов поворачивается по направлению вращения поля, а ротор другого — в обратном направлении. Поэтому векторы вторичных ЭДС E_{21} и E_{22} поворачиваются в противоположных направлениях и при холостом ходе:

$$\dot{U}_{вых} = \dot{U}_{вх} + \dot{E}_{21} + \dot{E}_{22} \quad . \quad (2.11,а)$$

При этом фаза напряжения $U_{вых}$, как видно из векторной диаграммы (рис.2.11,*б*), остается неизменной. Индукционные регуляторы выполняют мощностью до 500 кВт.

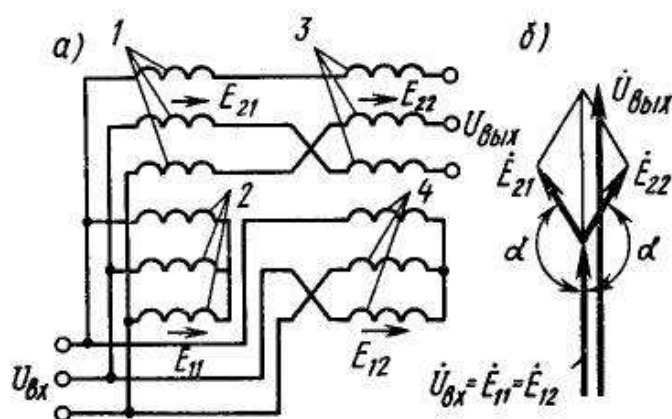


Рис. 2.11 - Схема и векторная диаграмма напряжений сдвоенного трехфазного индукционного регулятора:

1, 3 — обмотки статора; 2, 4 — обмотки ротора

2.4. РАБОТА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ ВРАЩАЮЩЕМСЯ РОТОРЕ

ЭДС и ток в обмотке ротора. Рассмотрим общий случай индуцирования ЭДС в обмотке ротора, увлекаемого вращающимся магнитным полем. Так как эта обмотка пересекается магнитным потоком с частотой $n_s = n_1 - n_2$, частота индуцируемой в ней ЭДС

$$f_2 = pn_s/60 = p(n_1 - n_2)/60. \quad (2.12)$$

Учитывая, что $pn_1/60 = f_1$ и $(n_1 - n_2)/n_1 = s$, представим (2.12) в ином виде:

$$f_2 = f_1 s. \quad (2.12, a)$$

При вращении ротора ЭДС в его обмотке

$$E_{2s} = 4,44f_2 w_2 k_{062} \Phi_m = 4,44f_1 s w_2 k_{062} \Phi_m. \quad (2.13)$$

Учитывая, что ЭДС при заторможенном роторе $E_2 = 4,44f_1 w_2 k_{062} \Phi_m$, получаем

$$E_{2s} = E_2 s. \quad (2.13, a)$$

Если обмотка ротора замкнута, по ней проходит ток с частотой f_2 , который создает бегущую волну МДС F_2 , вращающуюся относительно ротора с частотой

$$n_{F2} = 60f_2/p = 60f_1 s/p = n_1 s = n_1 - n_2.$$

Направление вращения МДС ротора определяется порядком чередования максимумов тока в фазах, т. е. МДС ротора вращается в ту же сторону, что и магнитное поле статора. Легко заметить, что частота вращения МДС ротора относительно статора равна сумме частот $n_2 + n_{F2} = n_1$.

Следовательно, *при вращении ротора МДС статора F_1 и МДС ротора F_2 вращаются в пространстве с одинаковой частотой*, т. е. относительно друг друга они неподвижны. Таким образом, полученные выше для заторможенного ротора выводы о взаимодействии токов в первичной и вторичной обмотках применимы и для вращающегося ротора.

Из изложенного следует, что в *асинхронной машине магнитное поле, вращающееся с частотой n_1 , возникает в результате совместного действия бегущих волн МДС ротора и статора. Оно служит связующим звеном между статором и ротором, обеспечивая обмен энергией между ними*, точно так же, как переменное магнитное поле в трансформаторе осуществляет передачу энергии из первичной обмотки во вторичную.

Энергетическая диаграмма. При работе асинхронной машины в двигательном режиме (рис. 2.12) к статору из сети подводится мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1. \quad (2.14)$$

Часть этой мощности затрачивается на покрытие электрических потерь $\Delta P_{эл1}$ в активном сопротивлении обмотки статора и магнитных потерь $\Delta P_{м1}$ в статоре. В ротор посредством вращающегося магнитного поля передается электромагнитная мощность

$$P_{эм} = P_1 - \Delta P_{эл1} - \Delta P_{м1}. \quad (2.15)$$

Часть электромагнитной мощности, полученной ротором, тратится на покрытие электрических потерь $\Delta P_{эл2}$ в его обмотке. В машинах с фазным ротором возникают также потери в щеточных контактах на кольцах, которые обычно включают в потери $\Delta P_{эл2}$. Оставшаяся часть мощности $P_{эм}$ превращается в механическую мощность

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{эл2}. \quad (2.16)$$

Магнитные потери $\Delta P_{м2}$ в стали ротора из-за малой частоты перемагничивания практически отсутствуют. Механическая мощность, за исключением небольших потерь на трение, является выходной полезной мощностью двигателя:

$$P_2 = P_{мех} - \Delta P_{т} - \Delta P_{доб} , \quad (2.17)$$

где $\Delta P_{т}$ и $\Delta P_{доб}$ — соответственно потери на трение (механические) и добавочные потери.

Выразим электромагнитную и механическую мощности через электромагнитный вращающий момент M :

$$\begin{aligned} P_{эм} &= M\omega_1 ; \\ P_{мех} &= M\omega_2 , \end{aligned} \quad (2.18)$$

где $\omega_1 = 2\pi n_1/60$ и $\omega_2 = 2\pi n_2/60$ — угловые скорости магнитного поля и ротора.

Из энергетической диаграммы (рис. 2.12) следует, что

$$\Delta P_{эл2} = P_{эм} - P_{мех} \quad (2.19)$$

или

$$\Delta P_{эл2} = M\omega_1 - M\omega_2 = M\omega_1(\omega_1 - \omega_2)/\omega_1 = M\omega_1 s . \quad (2.20)$$

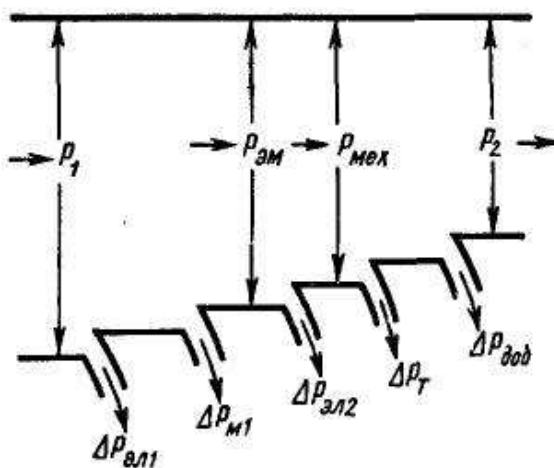


Рис. 2.12 - Энергетическая диаграмма асинхронной машины

Из формулы (2.20) имеем

$$M = \Delta P_{эл2}/(\omega_1 s); \quad (2.21)$$

$$s = \Delta P_{эл2}/(M\omega_1) = \Delta P_{эл2}/P_{эм} . \quad (2.22)$$

Формулы (2.21) и (2.22) позволяют произвести анализ важнейших свойств асинхронного двигателя, а именно — установить связь между скольжением и КПД, а также зависимость электромагнитного момента от параметров машины и режима ее работы.

Связь между скольжением и **КПД**. Представим КПД асинхронного двигателя в виде

$$\eta = P_2/P_1 = (P_{эм}/P_1)(P_2/P_{эм}) = \eta_1\eta_2, \quad (2.23)$$

где η_1 и η_2 — КПД статора и ротора.

Поскольку

$$\eta = P_2/P_{эм} = (P_{эм} - \Delta P_{эл2} - \Delta P_T - \Delta P_{доб})/P_{эм} \quad (2.24)$$

справедливо неравенство

$$\eta_2 < (P_{эм} - \Delta P_{эл2})/P_{эм} < (1 - \Delta P_{эл2}/P_{эм}) < (1 - s). \quad (2.25)$$

Следовательно, $\eta < \eta_2 < (1 - s)$.

Таким образом, для работы асинхронного двигателя в номинальном режиме с высоким КПД необходимо, чтобы в этом режиме он имел небольшое скольжение. Обычно $s_{ном} = 0,01 \div 0,06$, при этом обмотку ротора выполняют с небольшим активным сопротивлением.

Номинальную частоту вращения ротора

$$n_{2ном} = n_1 (1 - s_{ном}) \quad (2.26)$$

можно принять равной приблизительно $0,97n_1$.

Значения частоты вращения n_1 и приближенные значения n_2 для асинхронных двигателей общепромышленного применения при $f_1 = 50$ Гц в зависимости от числа полюсов $2p$ приведены ниже:

Число полюсов	2	4	6	8
n_1 об/мин.....	3000	1500	1000	750
n_2 , об/мин.....	2910	1450	970	730

Незначительное отклонение частоты вращения ротора от синхронной частоты вращения магнитного поля позволяет в технических документах указывать не величину $n_{2ном}$, а величину n_1 или число полюсов.

Электромагнитный момент. Формулу (2.21), полученную из энергетической диаграммы, преобразуем к более удобному для анализа виду, подставив в нее значения

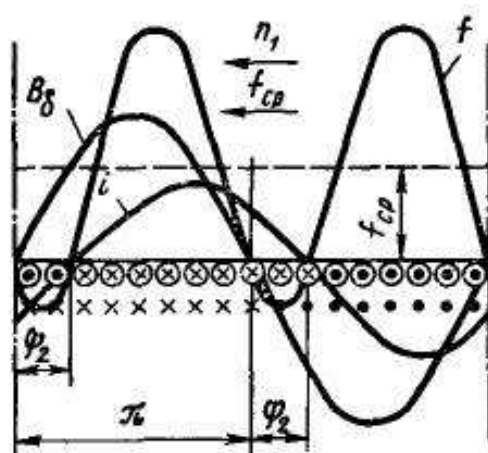


Рис. 2.13 - Кривые распределения индукции, тока и электромагнитных сил, действующих на проводники асинхронной машины

$$\omega_1 = 2\pi n_1/60 = 2\pi f_1/p; \quad (2.27)$$

$$\Delta P_{эл2} = m_2 I_2 E_{2s} \cos \psi_2, \quad (2.28)$$

где ψ_2 — угол сдвига фаз между ЭДС и током ротора. При этом с учетом (2.13) получаем

$$M = \left(\frac{p m_2 k_{об2}}{\sqrt{2}} \right) \Phi_m I_2 \cos \varphi = c_m \Phi_m I_2 \cos \varphi_2, \quad (2.29)$$

где $c_m = \frac{p m_2 k_{об2}}{\sqrt{2}}$ — постоянная.

Формула (2.29) справедлива не только для асинхронных машин, но и для электрических машин всех типов. Во всех этих машинах электромагнитный момент пропорционален произведению магнитного потока на активную составляющую тока ротора.

Поясним физический смысл этой формулы на примере асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. На рис. 2.13 изображена развертка ротора, где кружками показаны поперечные сечения стержней. Вращающийся магнитный поток (кривая индукции в воздушном зазоре B_δ), пересекая проводники обмотки ротора, индуцирует в них переменную

синусоидальную ЭДС, мгновенное значение которой $e = B_\delta l v$. Следовательно, кривая распределения индукции B_δ вдоль окружности ротора представляет собой кривую распределения мгновенных значений ЭДС в стержнях, выраженную в другом масштабе. Направление этих ЭДС, определенное по правилу правой руки, показано крестиками и точками ниже сечений стержней. Мгновенное значение тока i в стержнях также изображается синусоидой (кривая i), сдвинутой относительно кривой ЭДС на угол ψ_2 . Направление тока в них отмечено крестиками и точками, проставленными внутри стержней.

Ток ротора, взаимодействуя с магнитным потоком, вызывает появление электромагнитных сил. При этом на каждый проводник действует усилие $f = B_\delta l i$. Распределение усилий по стержням представлено кривой f . Таким образом, к проводникам, лежащим на дуге $\pi - \psi_2$, приложены силы, увлекающие ротор за вращающимся магнитным потоком, а на дуге ψ_2 — тормозящие силы. Поэтому при неизменной силе тока I_2 результирующее усилие $F_{\text{рез}}$, а, следовательно, и вращающий момент M тем меньше, чем больше угол ψ_2 . В пределе при $\psi_2 = \pi/2$ момент $M = 0$, так как на половину проводников действует усилие, направленное в одну сторону, а на другую половину — такое же усилие, направленное в противоположную сторону.

Формула (2.29) позволяет установить связь между значением момента и физическими явлениями, происходящими в двигателе. Ею удобно пользоваться при качественном анализе поведения двигателя в различных режимах. Недостаток формулы (2.29) заключается в том, что входящие в нее величины (Φ_m , I_2 и $\cos\psi_2$) не связаны непосредственно с напряжением сети и режимом работы машины, а их экспериментальное определение довольно сложно. Поэтому ниже выведена другая формула для электромагнитного вращающего момента, позволяющая более просто определять его значение и влияние на него различных параметров машины в эксплуатационных режимах.

2.5. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ

Схема замещения позволяет определить токи, потери мощности и падения напряжения в асинхронной машине. При этом нужно учитывать, что в обмотке вращающегося ротора проходит ток, действующее значение и частота которого зависят от частоты вращения. Из электрической схемы замещения ротора при его вращении (рис. 2.14, а) следует, что ток ротора

$$I_2 = E_{2s} / Z_2 = E_{2s} / \sqrt{R_2^2 + X_{2s}^2} . \quad (2.30)$$

При вращении ротора ЭДС E_{2s} в обмотке ротора и ее частота пропорциональны скольжению s . Следовательно, и индуктивное сопротивление обмотки ротора зависит от скольжения:

$$X_{2s} = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi f_1 L_2 s = X_2 s, \quad (2.31)$$

где X_2 — индуктивное сопротивление обмотки заторможенного ротора.

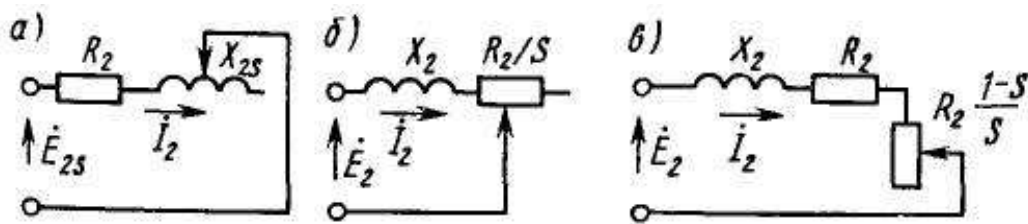


Рис. 2.14 - Схемы замещения ротора асинхронной машины

Подставляя значения E_{2s} и X_{2s} в (2.30), получаем

$$I_2 = s E_2 / \sqrt{R_2^2 + (s X_2)^2} . \quad (2.32,а)$$

В числителе и знаменателе (2.32а) есть переменная величина s , поэтому преобразуем его к виду

$$I_2 = E_2 / \sqrt{(R_2 / s)^2 + X_2^2} . \quad (2.32,б)$$

Уравнению (2.32б) соответствует электрическая схема замещения, показанная на рис. 2.14, б. Здесь ЭДС E_2 и индуктивное сопротивление X_2 неизменны, а активное сопротивление R_2/s изменяется в зависимости от скольжения.

Схемы, представленные на рис. 2.14, *а* и *б*, с энергетической точки зрения не эквивалентны. Так, в схеме, приведенной на рис. 2.14, *а*, электрическая мощность ротора P_p равна электрическим потерям

$$P_p = \Delta P_{эл2} = m_2 I_2^2 R_2, \quad (2.33,а)$$

а мощность, потребляемая в схеме, приведенной на рис. 2.14, *б*,

$$P'_p = m_2 I_2^2 R_2 / s. \quad (2.33,б)$$

Отношение этих мощностей

$$P_p / P'_p = \Delta P_{эл2} / P'_p = m_2 I_2^2 R_2 / (m_2 I_2^2 R_2 / s) = s.$$

Однако, поскольку $s = \Delta P_{эл2} / P_{эм}$, получим, что $P'_p = P_{эм}$. Следовательно, электрическая мощность P'_p в схеме, представленной на рис. 2.14, *б*, равна всей электромагнитной мощности, подводимой от статора к ротору.

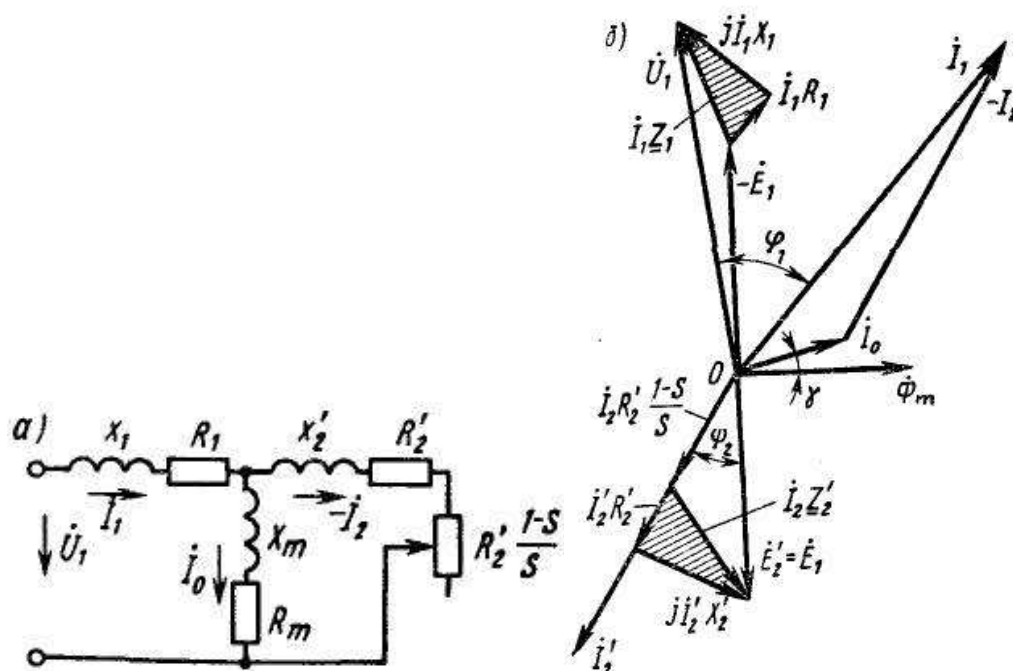
По известным величинам $\Delta P_{эл2}$ и $P_{эм}$ можно определить и механическую мощность ротора:

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{эл2} = m_2 I_2^2 R_2 / s - m_2 I_2^2 R_2 = m_2 I_2^2 R_2 (1-s) / s. \quad (2.34)$$

Полученный результат наглядно представлен электрической схемой (рис. 2.14, *в*), в которой активное сопротивление обмотки ротора состоит из двух частей: R_2 и $R_2(1 - s)/s$. Первое сопротивление не зависит от режима работы, и потери в нем равны электрическим потерям реального ротора. Второе сопротивление зависит от скольжения, и мощность, выделяющаяся в нем, численно равна механической мощности двигателя. Таким образом, рассматриваемая схема замещения позволяет заменить реальный вращающийся ротор неподвижным, в цепь обмотки которого включено активное сопротивление, зависящее от частоты вращения ротора.

Полная схема замещения асинхронной машины при вращающемся роторе отличается от схемы замещения асинхронной машины с заторможенным ротором только наличием в цепи ротора активного сопротивления, зависящего от нагрузки (рис. 2.15, *а*). Эту схему замещения называют Т-образной. Следовательно, и в этом случае удастся

свести теорию асинхронной машины к теории трансформатора. Векторная диаграмма для Т-образной схемы замещения приведена на рис. 2.15, б.



**Рис. 2.15 - Т-образная схема замещения асинхронной машины
и ее векторная диаграмма**

Сопротивления R_m и X_m намагничивающего контура значительно меньше соответствующих значений для схемы замещения трансформатора, так как ток холостого хода асинхронного двигателя гораздо больше, чем у трансформатора. Если при рассмотрении работы трансформатора часто можно пренебречь намагничивающим контуром, то при рассмотрении работы асинхронного двигателя этого сделать нельзя, так как ошибка может получиться значительной.

Можно упростить вычисления, преобразовав Т-образную схему замещения в Г-образную, как это показано на рис. 2.16, а. Подобные преобразования изучаются в курсе ТОЭ, поэтому математические выкладки здесь не приводятся.

Для Г-образной схемы замещения (рис. 2.16, а) имеем

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0'' + (-\dot{I}_2''); \quad \dot{I}_2' = \dot{I}_2' / \dot{C}_1,$$

где \dot{I}_2' и \dot{I}_2'' — токи рабочих контуров для Т-образной и Г-образной схем замещения.

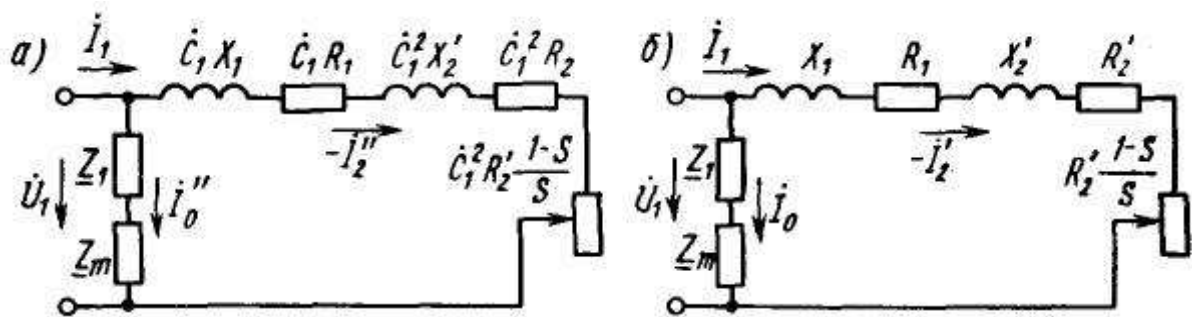


Рис. 2.16 - Схемы замещения асинхронной машины

Появившийся в этой схеме замещения комплекс $\dot{C}_1 = 1 + (R_1 + jX_1)/(R_m + jX_m)$ практически всегда можно заменить модулем C_1 , который для асинхронных двигателей мощностью 10 кВт и выше равен 1,02 — 1,05. При анализе электромагнитных процессов в машинах общего применения часто полагают $C_1 \approx 1$, что существенно облегчает расчеты и мало влияет на точность полученных результатов. Г-образную схему замещения при $C_1 = 1$ называют *упрощенной схемой замещения с вынесенным намагничивающим контуром* (рис. 2.16, б). В этой схеме ток I_0'' без большой погрешности можно приравнять току I_0 .

2.6. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Зависимость электромагнитного момента от скольжения.

Наибольшее значение для оценки свойств асинхронного двигателя имеет *механическая характеристика*, представляющая собой графическую зависимость частоты вращения ротора n_2 от вращающего момента M , т. е. $n_2 = f(M)$ или $M = f(n_2)$. Иногда эта зависимость выражается в виде $M = f(s)$ или $M = f(v)$, где $v = n_2/n_1$ — *относительная частота вращения*. При этом

$$s = (n_1 - n_2)/n_1 = 1 - v. \quad (2.45)$$

Использование понятий относительной частоты вращения и скольжения придает механической характеристике более общий характер.

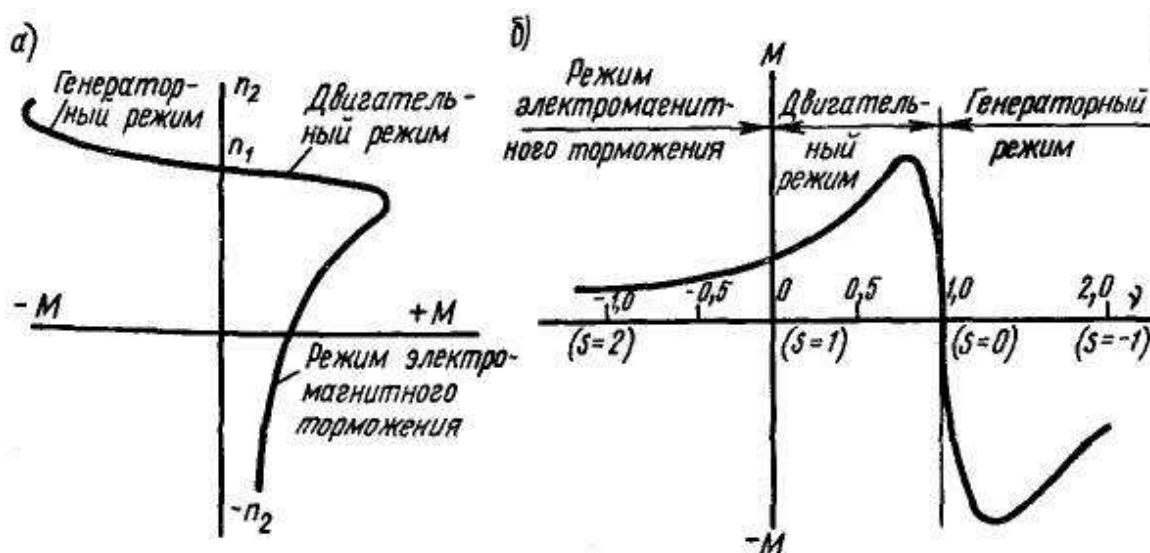


Рис. 2.21 - Механическая характеристика асинхронной машины

Для построения механической характеристики можно воспользоваться круговой диаграммой либо формулой

$$M = m_1 U_1^2 R'_2 / \omega_1 s [(R_1 + C_1 R'_2 / s)^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2] , \quad (2.46)$$

получаемой из формулы

$$M = \Delta P_{эл2} / (\omega_1 s) = m_1 I_2'^2 R'_2 / \omega_1 s$$

путем подстановки значения тока I_2' из схемы замещения (см. рис. 2.16, а):

$$I_2' = U_1 / \sqrt{(R_1 + C_1 R'_2 / s)^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2} .$$

Для машин мощностью более 10 кВт величина $C_1 \approx 1$ и формула момента приобретают более простой вид:

$$M = m_1 U_1^2 R'_2 / \omega_1 s [(R_1 + R'_2 / s)^2 + (X_1 + X'_2)^2] . \quad (2.46, a)$$

Задавая значения s , при известных параметрах двигателя можно определить M и построить искомую механическую характеристику.

Механическая характеристика (рис. 2.21, а и б) имеет максимум момента при частоте вращения $n_2 \approx (0,8 \div 0,9) n_1$; при частоте вращения $n_2 = n_1$ момент вращения $M = 0$, а при $n_2 = 0$ пусковой момент составляет $M_{\pi} = (0,3 \div 0,7) M_{\max}$.

Скольжение, при котором момент имеет максимальное значение (критическое скольжение), можно определить из (2.46), взяв производную от момента по скольжению dM/ds и приравняв ее нулю.

Решая уравнение относительно s , получаем критическое скольжение:

$$s_{кр} = \pm C_1 R_2' / \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}. \quad (2.47)$$

В первом приближении, принимая $C_1 = 1,0$ и пренебрегая величиной R_1 в знаменателе [так как $R_1 < (X_1 + X_2')$], имеем

$$s_{кр} = \pm R_2' / (X_1 + X_2'). \quad (2.47,a)$$

Для получения высокого КПД необходимо снижать величину R_2 , вследствие чего максимум момента асинхронного двигателя достигается при относительно высоких частотах вращения. Значение максимального момента получим из (2.46), подставив значение $s_{кр}$ из (2.47):

$$M_{\max} = \pm m U_1^2 / \{2\omega_1 C_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}]\} \quad (2.48)$$

или, приближенно считая $C_1 = 1$ и $R_1 = 0$,

$$M_{\max} \approx \pm m_1 U_1^2 / [2\omega_1 (X_1 + X_2')^2]. \quad (2.48,a)$$

Знак «+» относится к двигательному режиму, «—» — к генераторному.

Из уравнения (2.48) и круговой диаграммы видно, что *максимальный момент не зависит от активного сопротивления ротора. Это сопротивление определяет лишь скольжение при максимальном моменте.*

При увеличении скольжения от $s = 0$ до 1, как следует из круговой диаграммы, ток ротора I_2' монотонно возрастает, в то время как электромагнитный момент M сначала увеличивается с ростом скольжения, достигает максимума при $s = s_{кр}$, а затем уменьшается, несмотря на возрастание тока I_2' (рис. 2.22). Физически это объясняется тем, что в формуле момента $M = c_m \Phi_m I_2 \cdot \cos \psi_2$ при малых скольжениях преобладающее влияние имеет возрастание тока I_2 . При увеличении скольжения свыше $s_{кр}$ ток I_2 возрастает сравнительно мало и преобладающее влияние оказывает уменьшение $\cos \psi_2$, которое происходит вследствие повышения частоты в роторе: $f_2 = sf_1$.

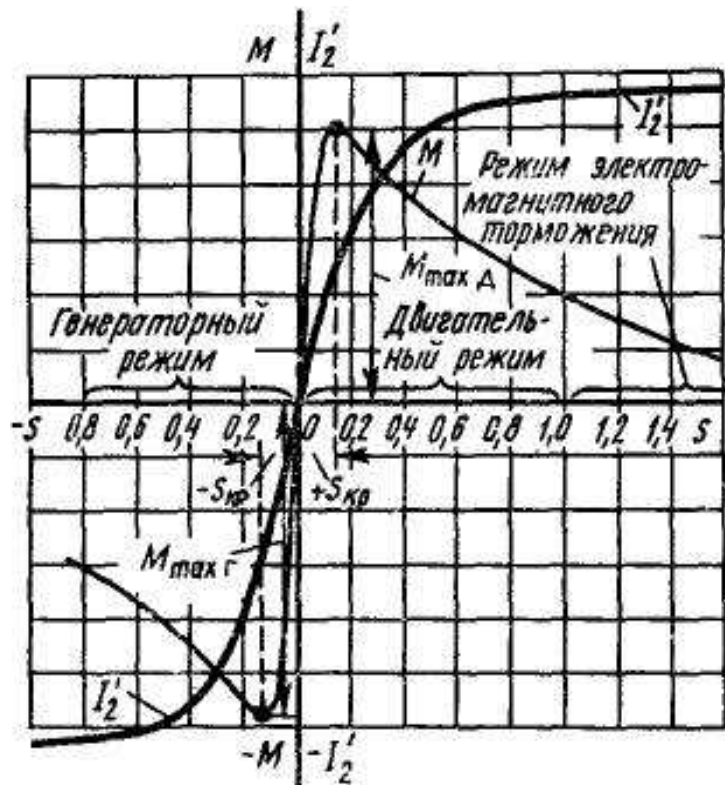


Рис. 2.22 - Зависимость электромагнитного момента и тока ротора от скольжения

Построение механической характеристики по каталожным данным. На практике широко используют приближенное аналитическое выражение механической характеристики.

Согласно (2.21) и (2.32а) электромагнитный момент асинхронного двигателя

$$M = \Delta P_{эл2} / (\omega_1 s) = m_2 I_2'^2 R_2 / (\omega_1 s) = m_2 s E_2^2 R_2 / [\omega_1 (R_2^2 + s^2 X_2^2)] . \quad (2.49)$$

Принимая приближенно $E_2 \approx \text{const}$, т. е. считая, что магнитный поток машины при изменении нагрузки не изменяется, и приравнявая нулю производную dM/ds , полученную по формулы (2.49), можно найти критическое скольжение, соответствующее максимальному моменту, $s_{кр} = \pm R_2 / X_2$ и соответственно максимальный момент

$$M_{\max} = \pm m_2 E_2^2 / (2\omega_1 X_2). \quad (2.50)$$

Разделив выражение (2.49) на (2.50), после преобразования получим

$$M/M_{\max} = 2/(s_{\text{кр}}/s + s/s_{\text{кр}}). \quad (2.51)$$

Формула (2.51) является приближенной и, конечно, дает погрешность, так как не учитывает падение напряжения в обмотках статора. Особенно велика погрешность при переходе из двигательного режима в генераторный, где разница в моментах может быть существенной. Однако для исследования одного режима выведенная формула дает приемлемую точность. Это объясняется тем, что в области малых скольжений от $s = 0$ до $s_{\text{кр}}$ магнитный поток изменяется незначительно и, следовательно, в этой области формула не может дать большой погрешности, тем более, что точки при $s = 0$ и $s_{\text{кр}}$ являются фиксированными.

При скольжениях, близких к единице, формула (2.51), казалось бы, должна давать завышенные значения момента, так как при больших токах сильнее проявляется падение напряжения в статоре. Однако в реальных машинах при скольжениях, близких к единице, уменьшается сопротивление X_2 из-за явления вытеснения тока в проводниках ротора, что ведет к увеличению момента. В результате оказывается, что погрешность, обусловленная пренебрежением падения напряжения в статоре, и погрешность, вызванная изменением параметров ротора, взаимно противоположны, вследствие чего точность приближенной формулы (2.51) достаточна для практических целей.

2.7. УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Факторы, определяющие устойчивость. Под *устойчивостью работы электродвигателя* понимают способность двигателя восстанавливать установившуюся частоту вращения при кратковременных возмущениях (изменениях нагрузки, напряжения питающей сети и пр.).

Рассмотрим известное из механики условие равновесия моментов, приложенных к ротору двигателя:

$$M = M_{\text{ст}} + J d\omega_2/dt, \quad (2.52)$$

где M — электромагнитный момент двигателя; $M_{\text{ст}}$ — статический момент нагрузки (момент сопротивления механизма, приводимого во вращение, с учетом механических потерь в двигателе); $J d\omega_2/dt$ — динамический момент, зависящий от момента инерции вращающихся масс J и ускорения ротора $d\omega_2/dt$.

При $M = M_{\text{ст}}$ ускорение ротора

$$d\omega_2/dt = (M - M_{\text{ст}})/J = 0, \quad (2.53)$$

т. е. ротор вращается с установившейся частотой. Если $M > M_{\text{ст}}$, ротор ускоряется, а при $M < M_{\text{ст}}$ — замедляется.

Устойчивость зависит от конкретных условий, при которых работает электродвигатель, в частности от формы механических характеристик двигателя и приводимого им во вращение производственного механизма.

На рис. 2.23, а для примера приведено несколько типичных механических характеристик различных производственных механизмов. Для грузоподъемных механизмов (кранов, лифтов, лебедок и т. п.) характерным является неизменность статического момента $M_{\text{ст}}$, его практическое постоянство независимо от частоты вращения (прямая 1 на рис. 2.23, а). Вентиляторы, центробежные насосы, гребные винты и прочие механизмы имеют характеристику (кривая 2), при которой нагрузочный момент $M_{\text{ст}}$ резко увеличивается с ростом частоты вращения. Эту характеристику часто называют *вентиляторной*. Бетономешалки, шаровые мельницы и некоторые другие механизмы имеют большое трение в состоянии покоя и при малых частотах вращения, поэтому в таких механизмах с ростом частоты вращения нагрузочный момент падает (кривая 3).

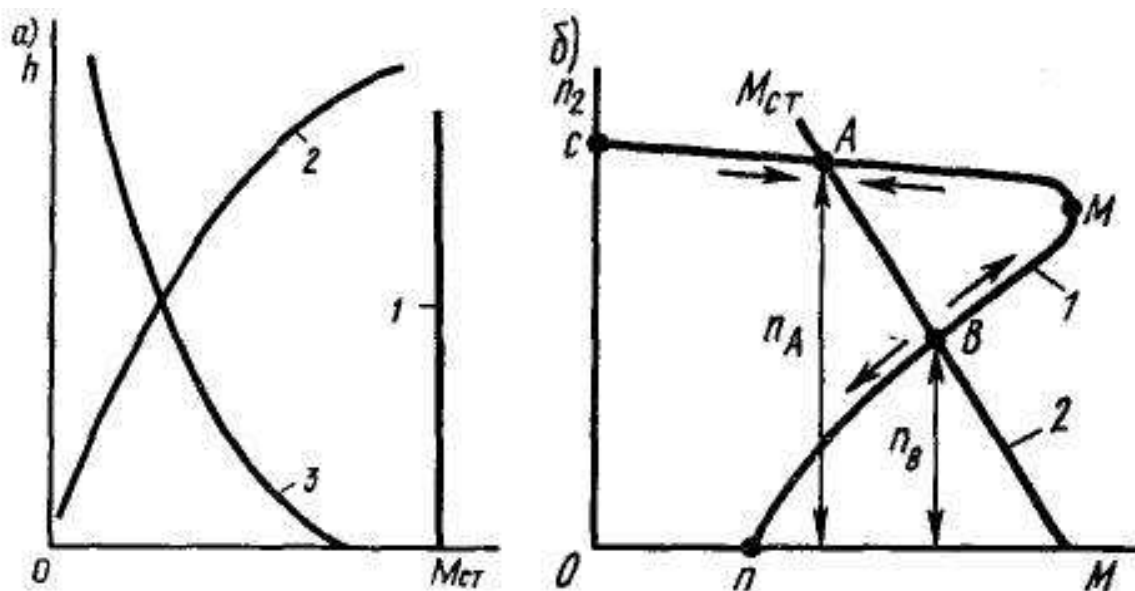


Рис. 2.23 - Механические характеристики некоторых производственных механизмов (а) и графики для определения статической устойчивости асинхронного двигателя (б)

Устойчивость «в малом». Рассмотрим работу асинхронного электродвигателя [механическая характеристика 1 на рис. 2.23, б], приводящего во вращение производственный механизм, у которого статический (нагрузочный) момент $M_{ст}$ падает с увеличением частоты вращения (механическая характеристика 2). В этом случае условие $M = M_{ст}$ выполняется в точках А и В при значениях частоты вращения n_A и n_B . Однако в точке В двигатель не может работать устойчиво, так как при малейшем изменении момента $M_{ст}$ (нагрузки) и возникающем в результате этого отклонении частоты вращения от установившегося значения появляется избыточный замедляющий или ускоряющий момент $\pm (M - M_{ст})$, увеличивающий это отклонение. Например, при случайном небольшом увеличении статического момента $M_{ст}$ ротор двигателя начинает замедляться, а его частота вращения n_2 — уменьшаться. При работе машины в режиме, соответствующем точке В, т. е. на участке М — П характеристики 1, это приводит к уменьшению электромагнитного момента M , т. е. к еще большему возрастанию разности $(M - M_{ст})$. В результате ротор продолжает замедляться до полной остановки. При

случайном уменьшении статического момента ротор начинает ускоряться, что приводит к дальнейшему увеличению момента M и еще большему ускорению до тех пор, пока машина не переходит в режим работы, соответствующий точке A . При работе машины в режиме, соответствующем точке A , двигатель работает устойчиво, так как при случайном увеличении момента $M_{ст}$ и замедлении ротора (т. е. уменьшении частоты вращения n_2) электромагнитный момент M возрастает. Когда момент M станет равным новому значению $M_{ст}$, двигатель снова работает с установившейся, но несколько меньшей частотой вращения.

Таким образом, *асинхронный двигатель при работе на участке С — М механической характеристики обладает свойством внутреннего саморегулирования*, благодаря которому его вращающий момент автоматически регулируется по закону $M = M_{ст}$. Это регулирование осуществляется за счет увеличения или уменьшения частоты вращения ротора n_2 , т. е. система регулирования является статической.

Сравнивая условия работы двигателя в точках A и B , можно сделать вывод, что *работа двигателя устойчива, если с увеличением частоты вращения n_2 статический момент $M_{ст}$ уменьшается медленнее, чем электромагнитный момент двигателя M* . Это условие представим в следующем виде:

$$dM/dn_2 < dM_{ст}/dn_2 . \quad (2.54)$$

Оно выполняется практически для всех механизмов с падающими характеристиками $M_{ст} = f(n)$ и с характеристиками, не зависящими от частоты вращения (кривые 3 и 1 на рис. 2.23, а), если двигатель работает на участке $СМ$ характеристики 1 (рис. 2.23, б). Следовательно, двигатель, приводящий во вращение подобные механизмы, может устойчиво работать только в диапазоне изменения скольжения $0 < s < s_{кр}$. При $s > s_{кр}$, т. е. на участке $М — П$ механической характеристики 1, устойчивая работа становится невозможной.

При работе электродвигателя совместно с производственным механизмом, имеющим вентиляторную характеристику (см. рис. 2.23, а), устойчивая работа возможна и на участке $M — П$ механической характеристики I , т. е. при $S > S_{кр}$. Однако допускать работу при скольжениях, больших критического, не следует, так как при этом резко уменьшается КПД двигателя, а потери мощности в его обмотках становятся настолько большими, что могут в короткое время вывести двигатель из строя.

Устойчивость «в большом». Практически условие (2.54) является необходимым, но недостаточным. В эксплуатации возможны не только кратковременные небольшие изменения $M_{ст}$, но и существенные увеличения нагрузочного момента при резких изменениях режима работы. Когда двигатель работает при скольжении, меньшем $s_{кр}$, но близком к нему, случайная перегрузка двигателя может привести к его остановке при $M_{ст} > M_{max}$. Поэтому максимальный момент иногда называют *опрокидывающим моментом*.

При больших перегрузках устойчивость работы двигателя обеспечивают путем выбора номинального момента $M_{ном} < M_{max}$. Отношение $k_m = M_{max}/M_{ном}$, называемое *перегрузочной способностью*, регламентируется ГОСТом. Перегрузочная способность для различных двигателей различна: $k_m = 1,7 \div 3,5$. Большие значения имеют двигатели, предназначенные для работы с большими перегрузками, — крановые, металлургические и т. п.

Увеличение перегрузочной способности асинхронного двигателя ведет к возрастанию его габаритов и массы или к снижению энергетических показателей. Из формулы (2.48) видно, что значение максимального момента приблизительно обратно пропорционально индуктивным сопротивлениям $X_1 + X'_2$ обмоток. Для увеличения перегрузочной способности двигателя следует уменьшать эти

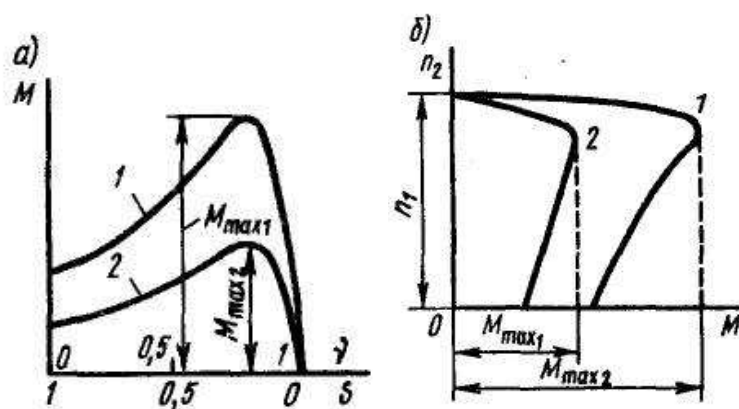


Рис. 2.24 - Механические характеристики асинхронного двигателя при различных напряжениях

сопротивления, т. е. числа витков обмоток статора и ротора. А это приводит к возрастанию магнитного потока (а, следовательно, к увеличению сечения магнитопровода) и тока холостого хода. Поэтому двигатели с повышенным значением k_m имеют большие габариты и массу, а ток холостого хода у них достигает 40 — 60% от номинального.

Большое значение для обеспечения устойчивой работы асинхронных двигателей имеет качество электроснабжения. *Вращающий момент асинхронного двигателя зависит от квадрата питающего напряжения* [см. (2.56) и (2.48)]. Поэтому даже незначительное уменьшение напряжения влияет на максимальный момент, а значительное уменьшение может вызвать остановку двигателя.

На рис. 2.24, а и б для примера приведены механические характеристики асинхронного двигателя при номинальном напряжении $U_1 = U_{ном}$ (кривая 1) и напряжении $U_1 = 0,7 U_{ном}$ (кривая 2). Во втором случае электромагнитный момент уменьшается примерно в два раза, и работа двигателя при номинальной нагрузке становится невозможной. ГОСТом установлено, что длительное изменение напряжения в электрических сетях, питающих силовое оборудование, не должно отличаться от номинального более чем на 5% и +10%.

2.8. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Рабочими характеристиками называют графические зависимости частоты вращения n_2 (или скольжения s), момента на валу M_2 , тока статора I_1 коэффициента полезного действия η и $\cos\varphi_1$ от полезной мощности P_2 при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$. Их определяют экспериментально или путем расчета по схеме замещения или круговой диаграмме.

Примерный вид рабочих характеристик асинхронного двигателя показан на рис. 2.25. Частота вращения, ток статора, момент на валу, потребляемая и полезная мощности приведены на графике в относительных единицах. Рабочие характеристики строят только для зоны практически устойчивой работы двигателя, т. е. до скольжения $(1,1 \div 1,2)s_{\text{ном}}$.

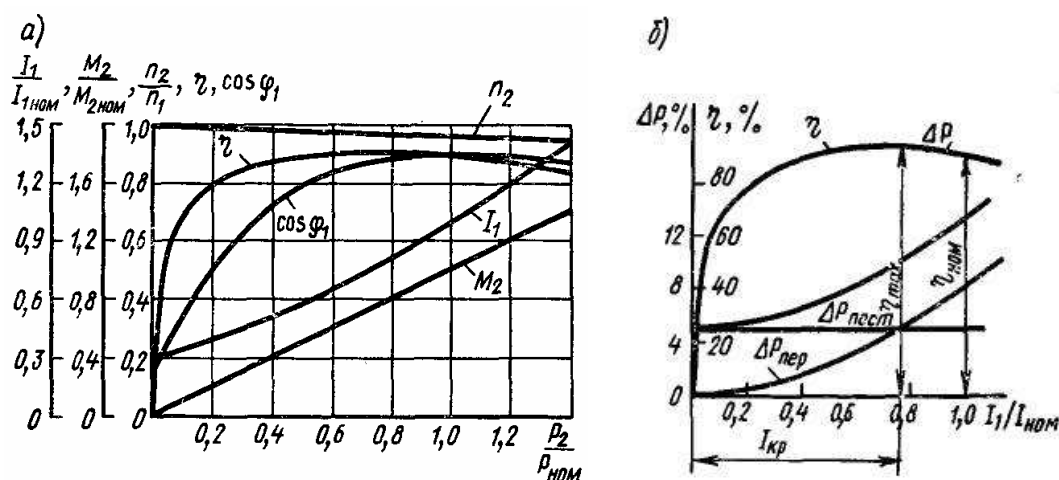


Рис. 2.25 - Рабочие характеристики асинхронного двигателя (а) и типичная кривая КПД электрической машины и ее потерь (б)

2.9. ПУСК АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Способы пуска. При пуске двигателя по возможности должны удовлетворяться основные требования: процесс пуска должен осуществляться без сложных пусковых устройств; пусковой момент должен быть достаточно большим, а пусковые токи — по возможности малыми. Иногда к этим требованиям добавляют и другие, обусловленные

особенностями конкретных приводов, в которых используют двигатели: необходимость плавного пуска, максимального пускового момента и пр.

Практически используют следующие способы пуска: непосредственное подключение обмотки статора к сети (прямой пуск); понижение напряжения, подводимого к обмотке статора при пуске; подключение к обмотке ротора пускового реостата.

Прямой пуск. Этот способ применяют для пуска асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Двигатели этого типа малой и средней мощности обычно проектируют так, чтобы при непосредственном подключении обмотки статора к сети возникающие пусковые токи не создавали чрезмерных электродинамических усилий и превышений температуры, опасных с точки зрения механической и термической прочности основных элементов машины.

В асинхронных двигателях отношение L/R сравнительно мало (особенно в малых двигателях), поэтому переходный процесс в момент включения характеризуется весьма быстрым затуханием свободного тока. Это позволяет пренебречь свободным током и учитывать только установившееся значение тока переходного процесса.

Двигатели обычно пускают с помощью электромагнитного выключателя K — магнитного пускателя (рис. 2.26, а) и разгоняют автоматически по естественной механической характеристике M (рис. 2.26, б) от точки Π , соответствующей начальному моменту пуска, до точки P , соответствующей условию $M = M_{\text{ст}}$.

Ускорение при разгоне определяется разностью абсцисс кривых M и $M_{\text{ст}}$ и моментом инерции ротора двигателя и механизма, который приводится во вращение. Если в начальный момент пуска $M_{\Pi} < M_{\text{ст}}$ двигатель разогнаться не сможет.

Значение начального пускового момента можно получить из формулы (2.46а), приняв $s = 1$:

$$M_{\Pi} = m_1 U_1^2 R_2' / \{ \omega_1 [(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2] \} . \quad (2.58)$$

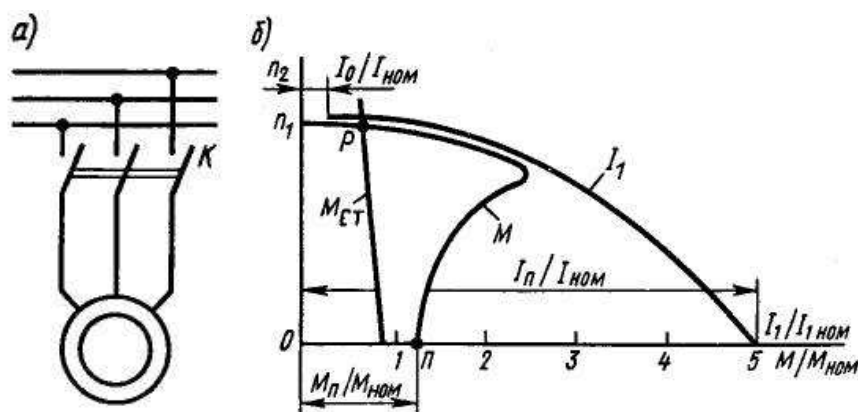


Рис. 2.26 - Схема прямого пуска асинхронного двигателя и графики изменения моментов и тока

Отношение моментов $M_{п}/M_{ном}$ называют *кратностью начального пускового момента*. Для двигателей с короткозамкнутым ротором мощностью 0,6—100 кВт ГОСТом установлено $k_{п.м} = 1,0 \div 2,0$; мощностью 1001000 кВт $k_{п.м} = 0,7 \div 1,0$.

Получение кратностей пускового момента, больших регламентированных ГОСТом, обычно нежелательно, так как это связано либо с увеличением активного сопротивления ротора, либо с изменением конструкции ротора, что ухудшает энергетические показатели двигателя.

Недостатком данного способа пуска кроме сравнительно небольшого пускового момента *является также большой бросок пускового тока*, в пять — семь раз превышающий номинальное значение тока.

Несмотря на указанные недостатки, пуск двигателя путем непосредственного подключения обмотки статора к сети широко применяют благодаря простоте и хорошим технико-экономическим свойствам двигателя с короткозамкнутым ротором — низкой стоимости и высоким энергетическим показателям (η , $\cos\varphi_1$, k_m и др.).

Пуск при пониженном напряжении. Такой пуск применяют для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором большой мощности, а также для двигателей средней мощности при недостаточно

мощных электрических сетях. Понижение напряжения может осуществляться следующими путями:

а) переключением обмотки статора с помощью переключателя с нормальной схемы Δ на пусковую схему Y . При этом напряжение, подаваемое на фазы обмотки статора, уменьшается в $\sqrt{3}$ раз, что обуславливает уменьшение фазных токов в $\sqrt{3}$ раз и линейных токов в 3 раза. По окончании процесса пуска и разгона двигателя до номинальной частоты вращения обмотку статора переключают обратно на нормальную схему;

б) включением в цепь обмотки статора на период пуска добавочных активных (резисторов) или реактивных (реакторов) сопротивлений (рис. 2.28, а). При этом на указанных сопротивлениях создаются некоторые падения напряжения $\Delta U_{\text{доб}}$, пропорциональные пусковому току, вследствие чего к обмотке статора подается пониженное напряжение. По мере разгона двигателя снижается ЭДС E_{2s} , индуцированная в обмотке ротора, а следовательно, и пусковой ток. В результате уменьшается падение напряжения $\Delta U_{\text{доб}}$ на указанных сопротивлениях и автоматически возрастает приложенное к двигателю напряжение. После окончания разгона добавочные резисторы или реакторы замыкаются накоротко контактором $K1$;

в) подключением двигателя к сети через понижающий автотрансформатор ATp (рис. 2.28, б), который может иметь несколько ступеней, переключаемых в процессе пуска соответствующей аппаратурой.

Недостатком указанных методов пуска путем понижения напряжения является значительное уменьшение пускового и максимального моментов двигателя, которые пропорциональны квадрату приложенного напряжения, поэтому их можно использовать только при пуске двигателей без нагрузки.

На рис. 2.29 для примера приведены механические характеристики двигателя при номинальном и пониженном напряжении, т. е. при соединении обмотки статора по схемам Y и Δ , а также графики изменения тока I_1 и момента M при пуске двигателя путем переключения обмотки статора со Y на Δ . При соединении по схеме Y максимальный и пусковой момент уменьшаются в три раза, вследствие чего двигатель не в состоянии осуществить пуск механизма с нагрузочным моментом M_H .

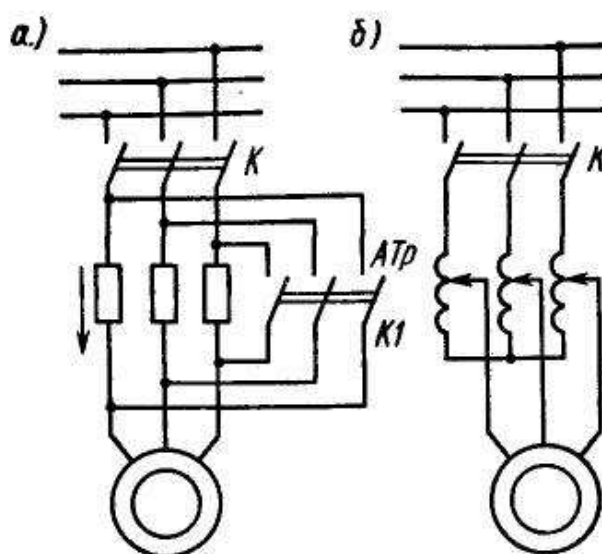


Рис. 2.28 - Схемы включения асинхронного двигателя при пуске с понижением напряжения

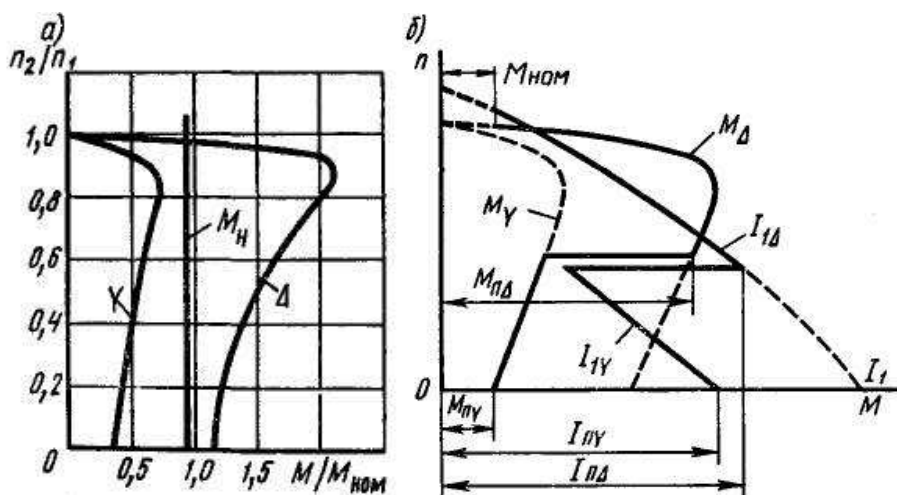


Рис. 2.29 - Механические характеристики при включении обмотки статора двигателя по схемам Y и Δ (а) и графики изменения M и I_1 при пуске двигателя путем переключения обмотки статора со Y на Δ (б)

Пуск с помощью реостата в цепи ротора. Этот способ применяют для пуска двигателей с фазным ротором. Если в цепь ротора включить пусковой реостат $R_{\text{п}}$ то активное сопротивление цепи ротора увеличится, вследствие чего точка K на круговой диаграмме (рис. 2.30, а) сместится ближе к точке O (точка K'). При этом максимальный момент (отрезок $\overline{A_mE_m}$) не изменяется, а пусковой момент возрастает от значения $M_{\text{п}}$ до $M'_{\text{п}}$ так как увеличивается отрезок $\overline{KE_n}$, пропорциональный этому моменту. Одновременно повышается критическое скольжение, а поэтому зависимость $M = f(s)$ сдвигается в область больших скольжений, а зависимость $n_2 = f(M)$ — в область меньших частот вращения (рис. 2.30, б и в, кривые 1 — 4).

Для того чтобы пусковой момент был равен максимальному, необходимо так подобрать сопротивление пускового реостата $R_{\text{п}}$, чтобы точка K' находилась вблизи точки A_m . Это условие выполняется при $R'_{\text{п}} + R'_2 + R_1 \approx X_1 + X'_2$. Включение сопротивления $R_{\text{п}}$ уменьшает также и пусковой ток двигателя, так как в этом случае

$$I_n = U_1 / \sqrt{(R'_n + R'_2 + R_1)^2 + (X_1 + X'_2)^2} . \quad (2.59)$$

Пусковой реостат имеет обычно три — шесть ступеней (рис. 2.31, а), что позволяет в процессе пуска постепенно уменьшать пусковое сопротивление, поддерживая высокое значение пускового момента двигателя. Сначала двигатель пускается по характеристике 4 (рис. 2.31, б), соответствующей сопротивлению пускового реостата $R_{\text{пз}} = R_{\text{доб1}} + R_{\text{доб2}} + R_{\text{доб3}}$, и развивает вращающий момент $M_{\text{п max}}$.

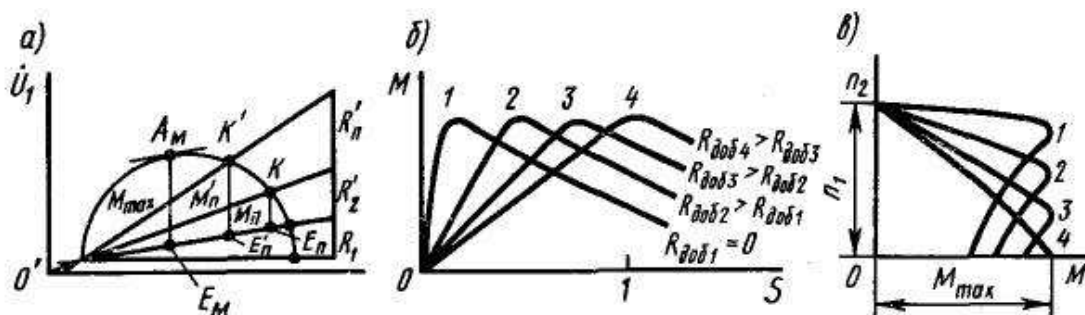


Рис. 2.30 - Круговая диаграмма при включений реостата в цепь ротора асинхронного двигателя и получаемые при этом механические характеристики

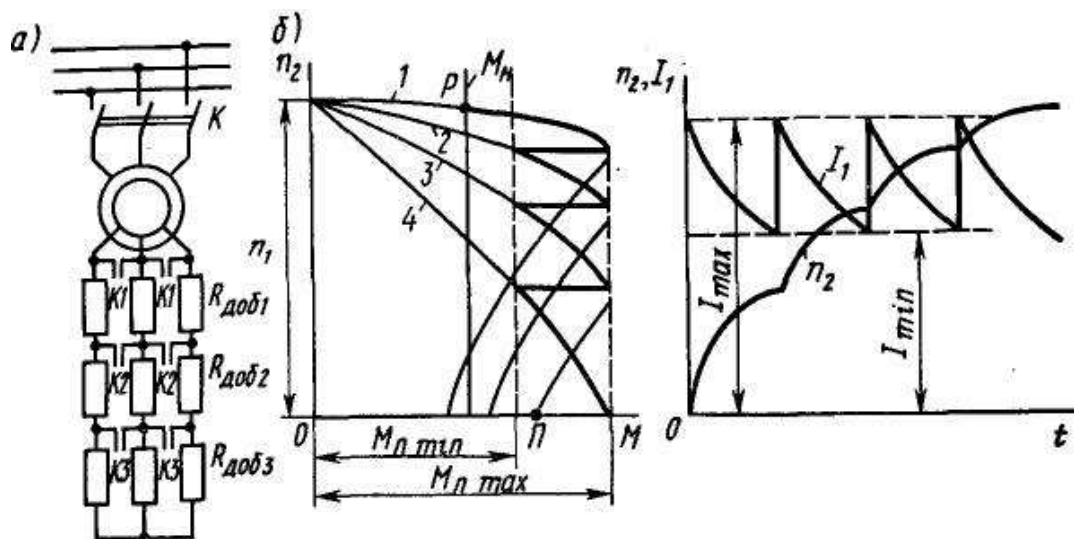


Рис. 2.31 - Схема реостатного пуска асинхронного двигателя

По мере увеличения частоты вращения вращающий момент M уменьшается и может стать меньше некоторого момента $M_{п\ min}$. Поэтому при $M = M_{п\ min}$ часть пускового реостата $R_{доб3}$ выводят, замыкая контактор $K3$. Вращающий момент при этом мгновенно возрастает до $M_{п\ max}$, а затем с увеличением частоты вращения изменяется по характеристике 3, соответствующей сопротивлению реостата $R_{п2} = R_{доб1} + R_{доб2}$. При дальнейшем уменьшении момента M до $M_{п\ min}$ часть реостата $R_{доб2}$ снова выключается контактором $K2$ и двигатель переходит на работу по характеристике 2, соответствующей сопротивлению $R_{п1} = R_{доб1}$. Таким образом, при постепенном (ступенчатом) уменьшении сопротивления пускового реостата вращающий момент двигателя изменяется от $M_{п\ max}$ до $M_{п\ min}$, а частота вращения возрастает по ломаной кривой, показанной на рис. 2.31, б жирной линией. В конце пуска пусковой реостат полностью выводят контактором $K1$, обмотка ротора замыкается накоротко, и двигатель переходит на работу по естественной характеристике 1. Выключение отдельных ступеней пускового реостата в процессе разгона двигателя может осуществляться вручную или автоматически. Таким образом, посредством реостата, включенного в цепь ротора, можно осуществить пуск двигателя при $M_{п} \approx M_{max}$ и резко уменьшить пусковой ток.

На рис. 2.31, в показан характер изменения тока I_1 и частоты вращения n_2 при пуске двигателя рассматриваемым способом. Ток также изменяется по ломаной кривой между двумя крайними значениями I_{\max} и I_{\min} .

Недостатком данного способа является его относительная сложность и необходимость применения более дорогих двигателей с фазным ротором. Кроме того, указанные двигатели имеют несколько худшие рабочие характеристики, чем двигатели с короткозамкнутым ротором такой же мощности (кривые η и $\cos\varphi_1$ проходят ниже). В связи с этим *двигатели с фазным ротором применяют только при тяжелых условиях пуска*, когда необходимо развивать максимально возможный пусковой момент.

2.10. КОРОТКОЗАМКНУТЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ПОВЫШЕННЫМ ПУСКОВЫМ МОМЕНТОМ

Типы двигателей. Стремление повысить пусковой момент короткозамкнутых асинхронных двигателей без увеличения активного сопротивления обмотки ротора (а следовательно, и потерь энергии в нем) привело к появлению специальных конструкций двигателей, называемых *двигателями с повышенным пусковым моментом*. К ним относятся двигатели с двойной беличьей клеткой и с ротором, имеющим глубокие пазы (глубокопазные двигатели).

Двигатель с двойной беличьей клеткой (рис. 2.32, а). Ротор этого двигателя имеет две короткозамкнутые обмотки. Наружная клетка является *пусковой*; она выполнена из стержней малого поперечного сечения и поэтому обладает повышенным активным сопротивлением $R_{2н}$. Внутренняя клетка является основной *рабочей обмоткой* двигателя; она выполнена из стержней сравнительно большого поперечного сечения и обладает малым активным сопротивлением $R_{2п}$.

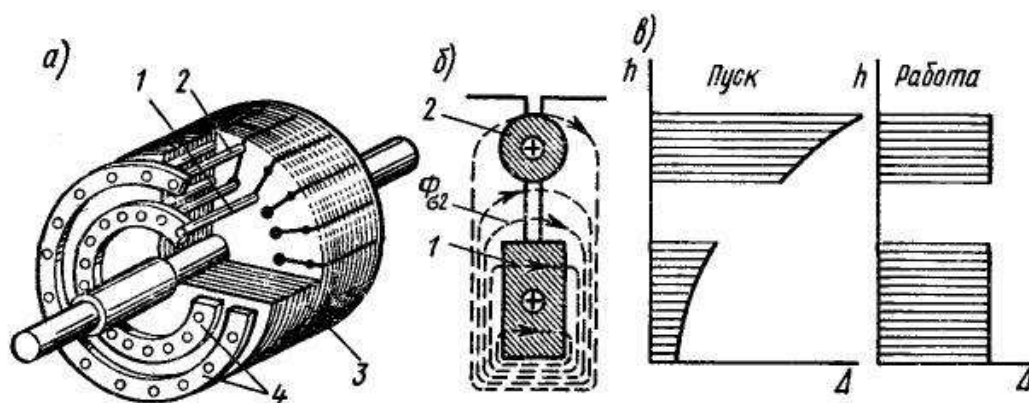


Рис. 2.32 - Общий вид (а), разрез паза (б) ротора двигателя с двойной беличьей клеткой и распределение плотности тока Δ по высоте h в клетках при пуске и работе двигателя (в): 1 — рабочая клетка; 2 — пусковая клетка; 3 — сердечник ротора; 4 — короткозамыкающие кольца

Индуктивные сопротивления клеток определяются значениями потоков рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, сцепленных с их стержнями. Так как пусковая клетка расположена близко к поверхности ротора, то сцепленные с ее стержнями потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$ (рис. 2.32, б) сравнительно невелики, и она обладает малым реактивным сопротивлением $X_{2п}$. Рабочая клетка, наоборот, удалена от поверхности ротора, поэтому она имеет большое реактивное сопротивление $X_{2р}$. Увеличение реактивного сопротивления рабочей клетки обеспечивается благодаря соответствующему выбору ширины и высоты паза ротора, а также выбору щели между стержнями обеих клеток.

Для повышения активного сопротивления пусковой клетки стержни обычно изготавливают из марганцовистой латуни или бронзы. Стержни рабочей клетки выполняют из меди. Торцовые короткозамыкающие кольца делают медными. В некоторых случаях обе обмотки объединяют и выполняют литыми из алюминия.

В электрическом отношении обе клетки включены параллельно, вследствие чего ток ротора распределяется между ними обратно пропорционально их полным сопротивлениям $Z_{2п}$ и $Z_{2р}$:

$$I_{2н} / I_{2п} = Z_{2п} / Z_{2н} = \sqrt{R_{2п}^2 + X_{2п}^2} / \sqrt{R_{2н}^2 + X_{2н}^2} . \quad (2.60)$$

В начальный момент пуска, когда $s = 1$ и частота тока в роторе f_2 максимальна, индуктивные сопротивления клеток во много раз больше их активных сопротивлений, поэтому

$$I_{2n}/I_{2p} \approx X_{2p}/X_{2n}, \quad (2.61,a)$$

т. е. ток ротора проходит в основном через пусковую клетку (рис. 2.32, в), у которой $X_{2п} < X_{2р}$. В то же время эта клетка обладает сравнительно большим активным сопротивлением, а следовательно, создает повышенный пусковой момент.

По мере разгона ротора уменьшается скольжение s и частота f_2 , а поэтому изменяются индуктивные сопротивления X_{2p} и X_{2n} и распределение тока между клетками. Из (4.60) следует, что ток начинает постепенно переходить из пусковой клетки в рабочую. По окончании процесса разгона величина s становится малой и роль реактивных сопротивлений в токораспределении оказывается незначительной. В этом случае распределение токов определяется отношением

$$I_{2n}/I_{2p} \approx R_{2p}/R_{2n}, \quad (2.61,b)$$

т. е. ток начинает проходить в основном по рабочей клетке, где $R_{2p} < R_{2n}$. Таким образом, в рассматриваемом двигателе *ток в начальный момент пуска вытесняется в наружную пусковую клетку, создающую большой пусковой момент, а по окончании процесса пуска проходит по рабочей клетке с малым активным сопротивлением, вследствие чего двигатель работает с высоким КПД.* Поэтому двигатели с повышенным пусковым моментом часто называют *двигателями с вытеснением тока.*

Зависимость $M = f(s)$ для двигателей с двойной беличьей клеткой можно построить, рассматривая действие пусковой и рабочей обмоток отдельно. Поскольку пусковая обмотка имеет повышенное сопротивление, максимум образуемого ею момента смещен в область больших скольжений (рис. 2.33, а, кривая 1).

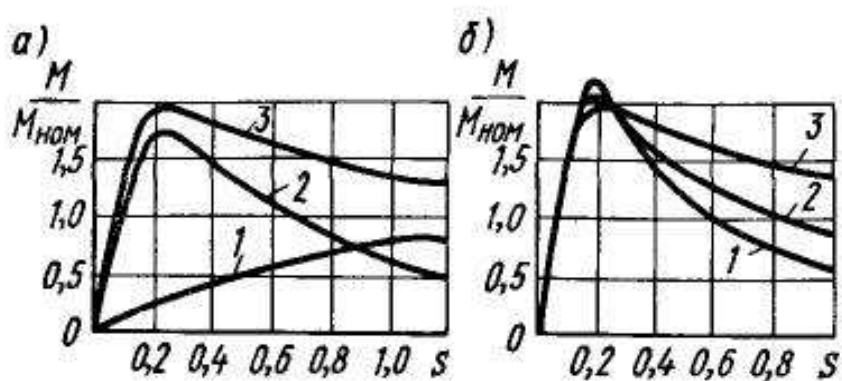


Рис. 2.33 - Зависимости $M = f(s)$ асинхронных двигателей с различными конструктивными исполнениями ротора

Характеристика $M = f(s)$, создаваемая рабочей обмоткой (кривая 2), имеет такую же форму, как и характеристика короткозамкнутого двигателя нормального исполнения; у нее максимум момента соответствует скольжению $s_{кр} = 0,1 \div 0,2$. Результирующую характеристику двигателя (кривая 3) можно получить путем суммирования ординат кривых 1 и 2. У двигателя с двойной беличьей клеткой пусковой момент значительно больше, чем у короткозамкнутого двигателя нормального исполнения. Кратность пускового момента этого двигателя $M_{п}/M_{ном} = 1,3 \div 1,7$, а кратность пускового тока $I_{п}/I_{ном} = 4 \div 6$.

Глубокопазный двигатель. Принцип действия этого двигателя основан также на явлении вытеснения тока. Беличья клетка выполнена из узких медных или алюминиевых стержней (рис. 2.34, а), заложенных в глубокие пазы ротора, высота которых в 6 – 12 раз больше ширины. Такие стержни можно рассматривать как проводники, разделенные на большое число слоев. Из рис. 2.34, б видно, что «нижние» слои проводников сцеплены с большей частью потока рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, чем «верхние», и имеют соответственно большую индуктивность.

В начальный момент пуска при $s = 1$ частота изменения тока в роторе большая и распределение тока по параллельным слоям определяется в основном их индуктивным сопротивлением. Поэтому при пуске происходит вытеснение тока в «верхние» слои (плотность тока Δ по высоте

проводника распределяется согласно кривой 1, рис. 2.34, б), что равносильно увеличению активного сопротивления стержня. В результате происходит повышение пускового момента двигателя.

При $s \approx s_{\text{ном}}$ частота тока в роторе мала (например, при $f=50$ Гц и $s \approx 0,02$, частота $f_2 \approx 1$ Гц) и соответственно меньше его индуктивное сопротивление. Вытеснения тока в этом случае не происходит; распределение его происходит приблизительно равномерно по высоте стержня (рис. 2.34, б, кривая 2). При этом резко уменьшается активное сопротивление ротора и потери мощности $\Delta P_{\text{эл2}}$; одновременно увеличивается поток рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, а следовательно, и сопротивление X'_2 .

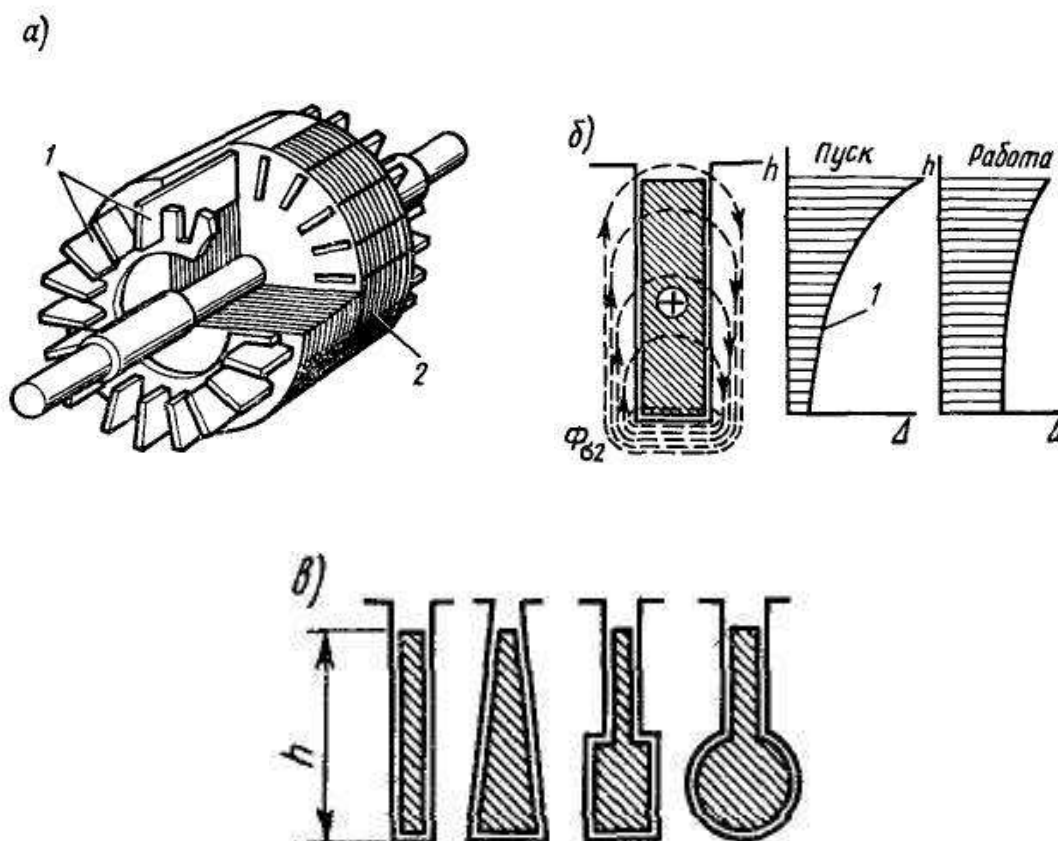


Рис. 2.34 - Общий вид (а), разрез паза (б) ротора глубокопазного двигателя и разновидности пазов глубокопазных двигателей (в):
1 - стержни беличьей клетки; 2 - сердечник ротора

Изменение параметров R'_2 и X'_2 глубокопазного двигателя в зависимости от скольжения приводит к тому, что характеристика $M = f(s)$

(см. рис. 2.33, б, кривая 2) близка к соответствующей характеристике двигателя с двойной беличьей клеткой (кривая 3). Здесь для сравнения показана характеристика $M = f(s)$ для двигателя с короткозамкнутым ротором нормального исполнения (кривая 1). Существуют разновидности глубокопазных двигателей с трапецеидальной, двухступенчатой и колбообразной формой стержней (рис. 2.34, в).

Магнитный поток рассеяния ротора двигателя с повышенным пусковым моментом по сравнению с магнитным потоком рассеяния ротора двигателя нормального исполнения увеличен, а поэтому он имеет несколько уменьшенный $\cos\varphi_1$ при номинальном режиме и обладает пониженной перегрузочной способностью k_M .

Явление вытеснения тока при пуске и связанное с этим увеличение активного и уменьшение индуктивного сопротивлений встречается (в меньшей степени) и у двигателей с короткозамкнутым ротором нормального исполнения. Чтобы усилить эффект вытеснения тока в короткозамкнутых двигателях мощностью до 100 кВт, пазам ротора и стержням придают специальную, сильно вытянутую в радиальном направлении форму (см. рис. 2.4, з). В микродвигателях размеры пазов ротора обычно настолько малы, что использование эффекта вытеснения тока оказывается невозможным.

2.11. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ИЗМЕНЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ ВРАЩЕНИЯ

Частота вращения асинхронного двигателя определяется формулой

$$n_2 = n_1(1 - s) = 60f_1(1 - s)/p, \quad (2.62)$$

из которой следуют три принципиально возможных метода регулирования асинхронных двигателей — изменение частоты f_1 (частотное регулирование), числа полюсов $2p$ и скольжения s . Скольжение s обычно изменяют путем изменения потерь в цепи ротора с помощью

реостата, но в некоторых случаях для этого изменяют величину питающего» напряжения.

Частотное регулирование. Этот способ регулирования частоты вращения позволяет применять наиболее надежные и дешевые асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Однако для изменения частоты питающего напряжения требуется наличие источника электрического тока переменной частоты. В качестве последнего используют либо синхронные генераторы с переменной частотой вращения, либо преобразователи частоты электромашинные или статические, выполненные на управляемых полупроводниковых вентилях (тиристорах).

В настоящее время преобразователи частоты имеют довольно сложную схему и сравнительно высокую стоимость. Однако быстрое развитие силовой полупроводниковой техники позволяет надеяться на дальнейшее совершенствование преобразователей частоты, что открывает перспективы для широкого применения частотного регулирования.

Подробное описание законов управления при частотном регулировании и анализ работы асинхронного двигателя при питании от преобразователя частоты даны в 2.12 и 2.13.

Регулирование путем изменения числа полюсов. Такое регулирование позволяет получить ступенчатое изменение частоты вращения. На рис. 2.35 показана простейшая схема (для одной фазы), позволяющая изменять число полюсов обмотки статора в два раза. Для этого каждую фазу обмотки статора разделяют на две части, которые переключают с последовательного соединения на параллельное. Из рисунка видно, что *при включении катушек 12 и 34 в две параллельные ветви число полюсов уменьшается в два раза, а следовательно, частота вращения магнитного поля увеличивается в два раза.*

При переключении число последовательно включенных витков в каждой фазе уменьшается вдвое, но, так как частота вращения возрастает в

два раза, ЭДС, индуцированная в фазе, остается неизменной. Следовательно, двигатель при обеих частотах вращения может быть подключен к сети с одинаковым напряжением. Чтобы не осуществлять переключения в обмотке ротора, последнюю выполняют *короткозамкнутой*. Если нужно иметь три или четыре частоты вращения, то на статоре располагают еще одну обмотку, при переключении которой можно получить дополнительно две частоты. Асинхронные двигатели с переключением числа полюсов называют *многоскоростными*.

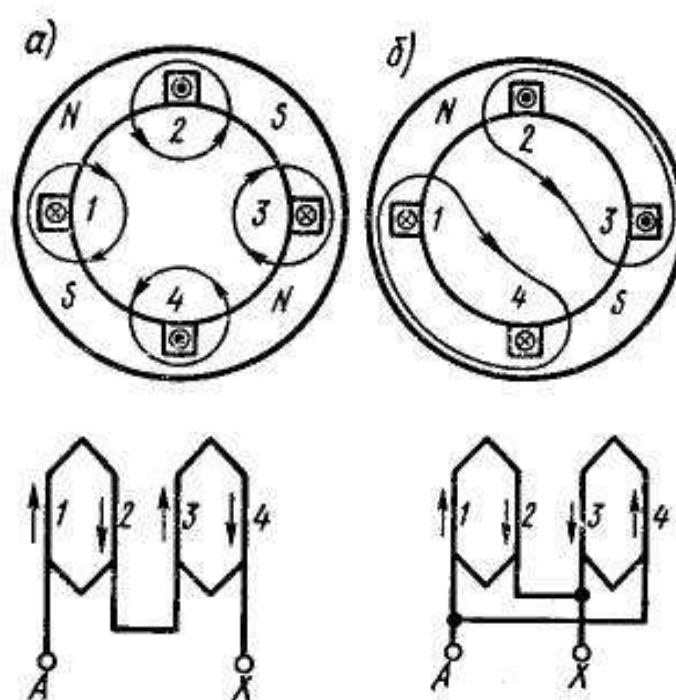


Рис. 2.35 - Схема переключения одной фазы обмотки статора для изменения числа полюсов: а при $2p = 4$; б при $2p = 2$

На рис. 2.36 показаны наиболее часто употребляемые схемы соединений обмотки статора с переключением числа полюсов в отношении 2:1. Схемы, приведенные на рис. 2.36, а и б, обеспечивают переключение при постоянном моменте, а схемы, приведенные на рис. 2.36, в и г, — при приблизительно постоянной мощности.

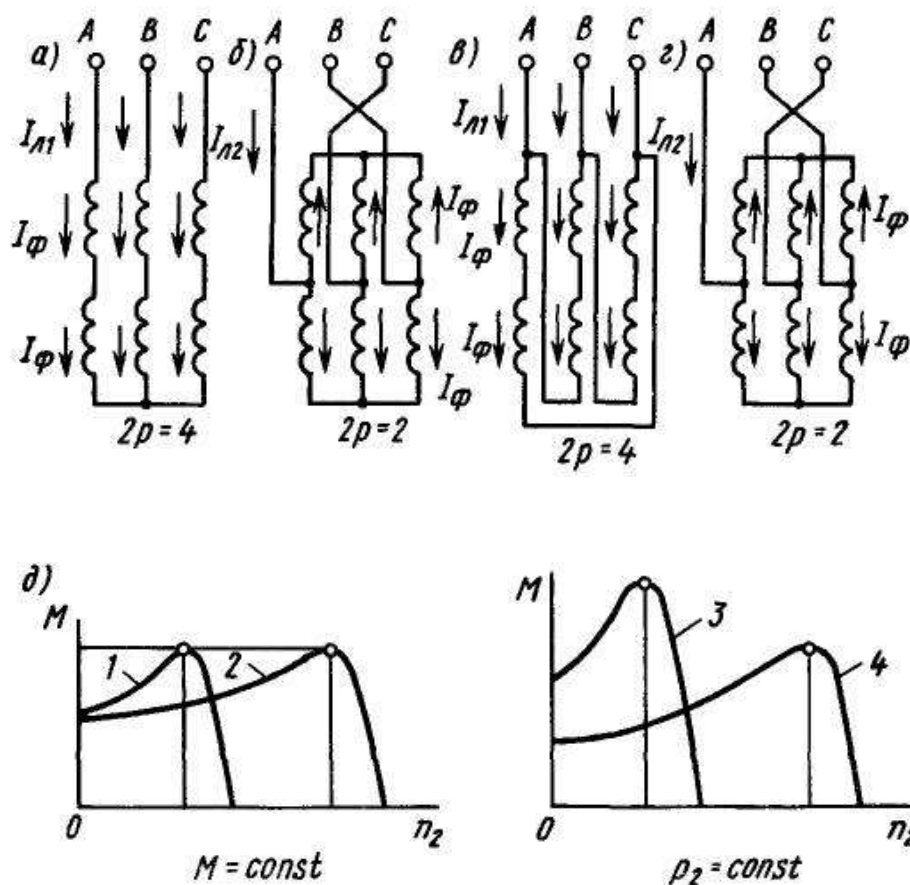


Рис. 2.36 - Принципиальные схемы соединения обмотки статора с переключением числа полюсов в отношении 2:1 и механические характеристики двигателей при таком переключении

Рассмотрим отношение потребляемых мощностей P_1 и моментов M для рассматриваемых схем при упрощенном предположении, что линейное напряжение $U_{\text{л}}$, ток I_{ϕ} в каждой полуобмотке фазы статора, КПД η и $\cos\varphi$ остаются неизменными. При этом для схем, изображенных на рис. 2.36, а и б, имеем

$$\left. \begin{aligned} \frac{P_{12}}{P_{11}} &= \frac{\sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}2}\cos\varphi}{\sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}1}\cos\varphi} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{л}}2I_{\phi}\cos\varphi}{\sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\phi}\cos\varphi} = 2 \\ \frac{M_2}{M_1} &= \frac{P_{22}}{n_{22}} \cdot \frac{n_{21}}{P_{21}} = \frac{P_{12}}{n_{22}\eta} \cdot \frac{n_{21}\eta}{P_{11}} = 1 \end{aligned} \right\}. \quad (2.63)$$

Для схем, изображенных на рис. 2.36, в и г, имеем

$$\left. \begin{aligned} \frac{P_{12}}{P_{11}} &= \frac{\sqrt{3}U_{\text{л}} I_{\text{л}2} \cos \varphi}{\sqrt{3}U_{\text{л}} I_{\text{л}1} \cos \varphi} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{л}} 2I_{\phi} \cos \varphi}{\sqrt{3}U_{\text{л}} I_{\phi} \cos \varphi} \approx 1,15 \approx 1 \\ \frac{M_2}{M_1} &= \frac{P_{22}}{n_{22}} \cdot \frac{n_{21}}{P_{21}} = \frac{P_{12}}{n_{22}\eta} \cdot \frac{n_{21}\eta}{P_{11}} \approx 0,575 \approx 0,5 \end{aligned} \right\} \quad (2.64)$$

В уравнениях (2.63) и (2.64) индексы «1» обозначают меньшую частоту вращения, а индексы «2» — большую частоту вращения.

При использовании схем, приведенных на рис. 2.36, в и г, обычно для обеих частот вращения указывают одинаковую мощность, т. е. принимают, что $P_{12} = P_{11}$ и $M_2 = 0,5M_1$. Механические характеристики двигателя при переключении полюсов двумя рассмотренными методами приведены на рис. 2.36, д, кривые 1 и 2 — при постоянном моменте, кривые 3 и 4 — при постоянной мощности.

Как видно из схем, приведенных на рис. 2.36, при переходе от меньшей частоты вращения к большей изменяется направление тока в половине полуобмоток фаз статора. Для того чтобы направление вращения поля при этом осталось неизменным, необходимо также переключить концы двух фаз обмотки (например, фазы В и С).

Многоскоростные двигатели имеют следующие недостатки: большие габариты и массу по сравнению с двигателями нормального исполнения, а следовательно, и большую стоимость. Кроме того, регулирование осуществляется большими ступенями; при частоте $f_1 = 50$ Гц частота вращения поля n_1 при переключениях изменяется в отношении 3000:1500:1000:750.

Регулирование путем включения реостата в цепь ротора. При включении в цепь ротора добавочных активных сопротивлений $R_{\text{доб1}}$, $R_{\text{доб2}}$, $R_{\text{доб3}}$ и других изменяется форма зависимости $M = f(s)$ и механической характеристики $n_2 = f(M)$ двигателя (рис. 2.37, а). При этом некоторому нагрузочному моменту M_n соответствуют скольжения s_1, s_2, s_3, \dots , большие,

чем скольжения s_e , при работе двигателя на естественной характеристике (при $R_{доб} = 0$).

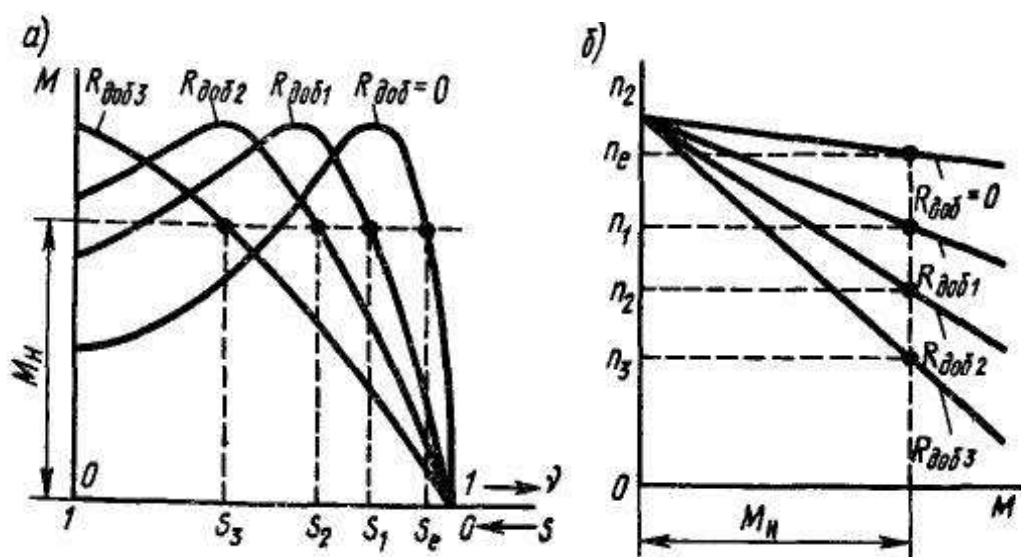


Рис. 2.37 - Изменение формы механической характеристики при регулировании частоты вращения с помощью добавочного активного сопротивления

Следовательно, установившаяся частота вращения двигателя уменьшается от n_e до n_1 , n_2 , n_3 ,... (рис. 2.37, б).

Этот метод регулирования может быть использован только для двигателей с фазным ротором. Он позволяет плавно изменять частоту вращения в широких пределах. Недостатками его являются: а) большие потери энергии в регулировочном реостате; б) чрезмерно «мягкая» механическая характеристика двигателя при большом сопротивлении в цепи ротора. В некоторых случаях последнее является недопустимым, так как небольшому изменению нагрузочного момента соответствует существенное изменение частоты вращения.

Регулирование путем изменения величины питающего напряжения. Для двигателей нормального исполнения такое регулирование неприменимо, так как при уменьшении питающего напряжения резко уменьшается максимальный момент M_{max} (рис. 2.38, кривые 1, 2 и 3). Критическое скольжение, определяющее зону устойчивой

работы двигателя, остается при этом неизменным: $s_{кр} = 0,1 \div 0,2$. Принципиально рассматриваемый метод можно было бы использовать для регулирования двигателей с большим активным сопротивлением ротора, так как в этом случае скольжение $s'_{кр}$ резко возрастает и максимум момента сдвигается в зону, близкую к $s = 1$ (кривые 1', 2' и 3'), и даже в область, где $s > 1$. Однако это ведет к значительному увеличению потерь мощности и снижению КПД, поэтому такой метод регулирования частоты вращения можно применять только в микродвигателях, для которых величина КПД не имеет решающего значения.

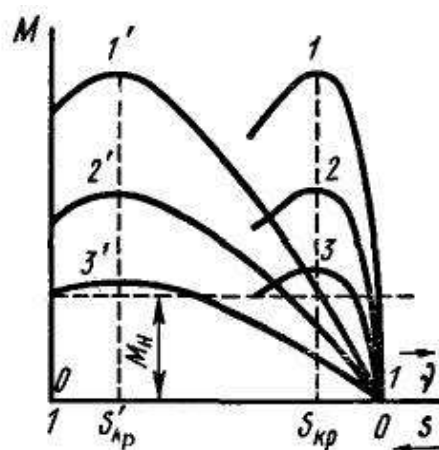


Рис. 2.38 - Изменение формы механической характеристики при регулировании частоты вращения путем изменения питающего напряжения

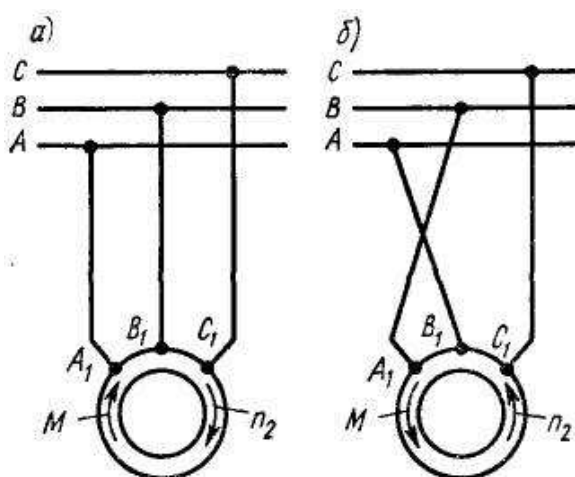


Рис. 2.39 - Схемы включения двигателя при изменении направления вращения

Изменение направления вращения. Для изменения направления вращения ротора электродвигателя надо изменить направление вращения магнитного поля. Как следует из § 3.4, для этого необходимо изменить порядок чередования тока в фазах обмотки статора. В трехфазных машинах это осуществляется путем переключения двух любых проводов, подводящих ток из трехфазной сети к фазам этой обмотки (рис. 2.39, *а* и *б*).

2.12. ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Области применения. Асинхронные двигатели небольшой мощности (15 — 600 Вт) применяют в автоматических устройствах и электробытовых приборах для привода вентиляторов, насосов и другого оборудования, не требующего регулирования частоты вращения. В электробытовых приборах и автоматических устройствах обычно используют однофазные микродвигатели, так как эти приборы и устройства, как правило, получают питание от однофазной сети переменного тока.

Принцип действия и устройство однофазного двигателя. Обмотка статора однофазного двигателя (рис. 2.60, *а*) расположена в пазах, занимающих примерно две трети окружности статора, которая соответствует паре полюсов. В результате распределение МДС и индукции в воздушном зазоре близко к синусоидальному. Поскольку по обмотке проходит переменный ток, МДС пульсирует во времени с частотой сети. Индукция в произвольной точке воздушного зазора

$$B_x = B_m \sin \omega t \cos(\pi x / \tau). \quad (2.99)$$

Таким образом, в однофазном двигателе обмотка статора создает неподвижный поток, изменяющийся во времени, а не круговой вращающийся поток, как в трехфазных двигателях при симметричном питании.

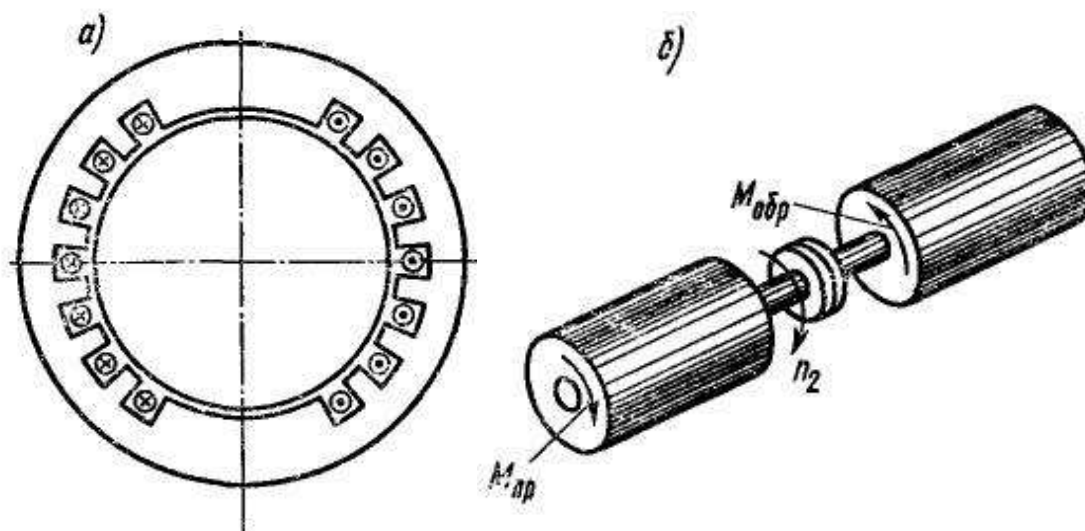


Рис. 2.60 - Поперечный разрез статора однофазного асинхронного двигателя (а) и направление вращающихся моментов, действующих на его ротор (б)

Для упрощения анализа свойств однофазного двигателя представим (2.99) в виде

$$B_x = 0,5B_m \sin(\omega t - \pi x / \tau) + 0,5B_m \sin(\omega t + \pi x / \tau), \quad (2.99, a)$$

т. е. заменим неподвижный пульсирующий поток суммой идентичных круговых полей, вращающихся в противоположных направлениях и имеющих одинаковые частоты вращения: $n_{1пр} = n_{1обр} = n_1$. Поскольку свойства асинхронного двигателя при круговом вращающемся поле подробно рассмотрены в 2.7 — 2.12, анализ свойств однофазного двигателя можно свести к рассмотрению совместного действия каждого из вращающихся полей. Иными словами, однофазный двигатель можно представить в виде двух одинаковых двигателей, роторы которых жестко связаны между собой (рис. 2.60, б), при встречном направлении вращения магнитных полей и создаваемых ими моментов $M_{пр}$ и $M_{обр}$. Поле, направление вращения которого совпадает с направлением вращения ротора, называют *прямым*; поле обратного направления — *обратным или инверсным*.

Допустим, что направление вращения роторов совпадает с направлением одного из вращающихся полей, например с $n_{пр}$. Тогда скольжение ротора относительно потока $\Phi_{пр}$

$$s_{пр} = (n_{1пр} - n_2)/n_{1пр} = (n_1 - n_2)/n_1 = 1 - n_2/n_1 . \quad (2.100)$$

Скольжение ротора относительно потока $\Phi_{обр}$

$$s_{обр} = (n_{1обр} + n_2)/n_{1обр} = (n_1 + n_2)/n_1 = 1 + n_2/n_1 . \quad (2.101)$$

Из (2.100) и (2.101) следует, что

$$s_{обр} = 1 + n_2/n_1 = 2 - s_{пр} . \quad (2.102)$$

Электромагнитные моменты $M_{пр}$ и $M_{обр}$, образуемые прямым и обратным полями, направлены в противоположные стороны, а результирующий момент однофазного двигателя $M_{рез}$ равен разности моментов при одной и той же частоте вращения ротора.

На рис. 2.61 показана зависимость $M = f(s)$ для однофазного двигателя. Рассматривая рисунок, можно сделать следующие выводы:

а) однофазный двигатель не имеет пускового момента; он вращается в ту сторону, в которую приводится внешней силой;

б) частота вращения однофазного двигателя при холостом ходе меньше, чем у трехфазного двигателя, из-за наличия тормозящего момента, образуемого обратным полем;

в) рабочие характеристики однофазного двигателя хуже, чем трехфазного; он имеет повышенное скольжение при номинальной нагрузке, меньший КПД, меньшую перегрузочную способность, что также объясняется наличием обратного поля;

г) мощность однофазного двигателя составляет примерно $\frac{2}{3}$ от мощности трехфазного двигателя того же габарита, так как в однофазном двигателе рабочая обмотка занимает только $\frac{2}{3}$ пазов статора. Заполнять все пазы статора нерационально, так как при этом обмоточный коэффициент получается малым, расход меди возрастает примерно в 1,5 раза, в то время как мощность увеличивается только на 12 %.

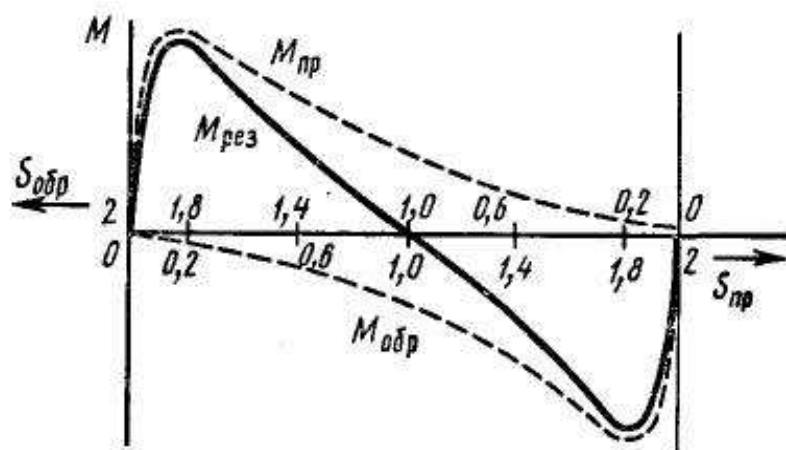


Рис. 2.61 - Механическая характеристика однофазного асинхронного двигателя

Пусковые устройства. Чтобы получить пусковой момент, однофазные двигатели имеют пусковую обмотку, сдвинутую на 90 электрических градусов относительно основной рабочей обмотки. На период пуска пусковую обмотку присоединяют к сети через фазосдвигающие элементы — емкость или активное сопротивление. После окончания разгона двигателя пусковую обмотку отключают, при этом двигатель продолжает работать как однофазный. Поскольку пусковая обмотка работает лишь короткое время, ее изготавливают из провода меньшего сечения, чем рабочую, и укладывают в меньшее число пазов.

Подробно рассмотрим процесс пуска при использовании в качестве фазосдвигающего элемента емкости C (рис. 2.62, а). На пусковой обмотке $П$ напряжение $\dot{U}_{1п} = \dot{U}_1 - \dot{U}_c = \dot{U}_1 + j\dot{I}_{1п}X_c$, т. е. оно сдвинуто по фазе относительно напряжения сети \dot{U}_1 приложенного к рабочей обмотке $Р$. Следовательно, векторы токов в рабочей $\dot{I}_{1р}$ и пусковой $\dot{I}_{1п}$ обмотках сдвинуты по фазе на некоторый угол. Выбирая определенным образом емкость фазосдвигающего конденсатора, можно получить режим работы при пуске, близкий к симметричному (рис. 2.62, б), т. е. получить круговое вращающееся поле. На рис. 2.62, в показаны зависимости $M = f(s)$ для двигателя при включенной (кривая 1) и выключенной (кривая 2) пусковой обмотке. Пуск двигателя осуществляется на части ab характеристики 1; в

точке b пусковая обмотка выключается, и в дальнейшем двигатель работает на части cO характеристики 2.

Поскольку включение второй обмотки существенно улучшает механическую характеристику двигателя, в некоторых случаях применяют однофазные двигатели, в которых обмотки A и B включены все время (рис. 2.63, a). Такие двигатели называют конденсаторными.

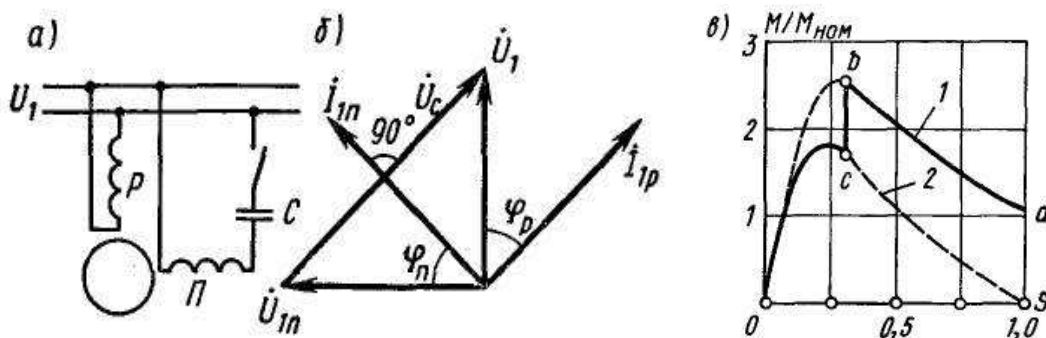


Рис. 2.62 - Схема однофазного асинхронного двигателя с конденсаторным пуском (a), его векторная диаграмма ($б$) и механическая характеристика ($в$)

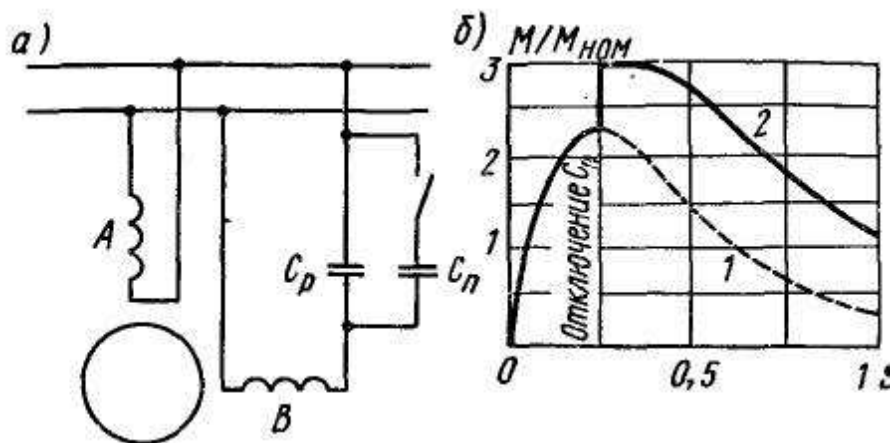


Рис. 2.63 - Схема конденсаторного асинхронного двигателя (a) и его механическая характеристика ($в$)

Обе обмотки конденсаторных двигателей занимают, как правило, одинаковое число пазов и имеют одинаковую мощность. При пуске конденсаторного двигателя для увеличения пускового момента целесообразно иметь увеличенную емкость $C_p + C_n$. После разгона

двигателя по характеристике 2 (рис. 2.63, б) и уменьшения тока часть конденсаторов C_n отключают, чтобы при номинальном режиме (когда ток двигателя становится меньшим, чем при пуске) увеличить емкостное сопротивление и обеспечить работу двигателя в условиях, близких к работе при круговом вращающемся поле. При этом двигатель работает на характеристике 1.

Конденсаторный двигатель имеет высокий $\cos\varphi$. Недостатками его являются сравнительно большая масса и габариты конденсатора, а также возникновение несинусоидального тока при искажениях питающего напряжения, которое в ряде случаев приводит к вредному воздействию на линии связи.

При легких условиях пуска (небольшой нагрузочный момент в пусковой период) применяют двигатели с пусковым сопротивлением R (рис. 2.64, а). Наличие активного сопротивления в цепи пусковой обмотки обеспечивает меньший сдвиг фаз φ_n между напряжением и током в этой обмотке (рис. 2.64, б), чем сдвиг фаз φ_p в рабочей обмотке. В связи с этим токи в рабочей и пусковой обмотках оказываются сдвинутыми по фазе на угол $\varphi_p - \varphi_n$ и образуют несимметричное (эллиптическое) вращающееся поле, благодаря которому и возникает пусковой момент. Двигатели с пусковым сопротивлением надежны в эксплуатации и выпускаются серийно. Пусковое сопротивление встраивают в корпус двигателя и охлаждают тем же воздухом, который охлаждает весь двигатель.

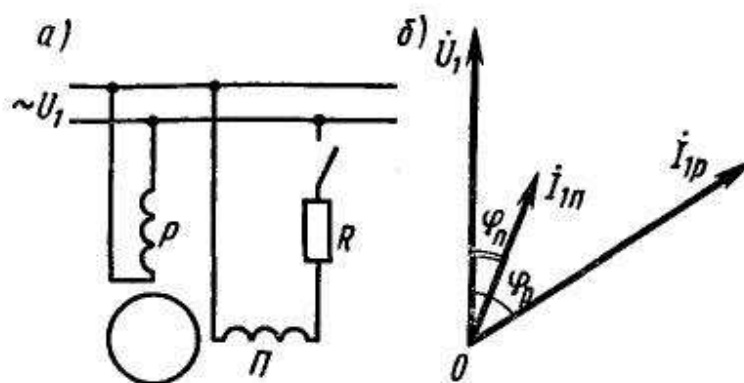


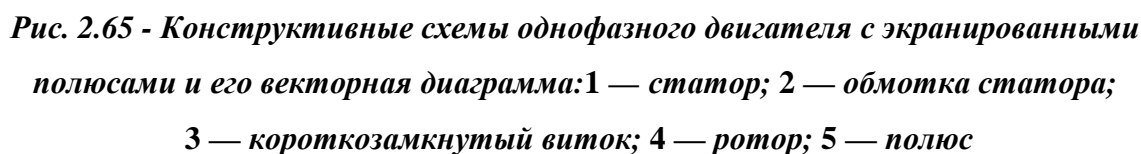
Рис. 2.64 - Схема однофазного асинхронного двигателя с пусковым сопротивлением (а) и его векторная диаграмма (б)

Однофазные микродвигатели с экранированными полюсами. В

этих двигателях обмотку статора, подсоединяемую к сети, выполняют обычно сосредоточенной и укрепляют на явно выраженных полюсах (рис. 2.65, а), листы которых штампуют совместно со статором. В каждом полюсе один из наконечников охватывается вспомогательной обмоткой, состоящей из одного или нескольких короткозамкнутых витков, которые экранируют от $1/5$ до $1/2$ полюсной дуги. Ротор двигателя — короткозамкнутый обычного типа.

Магнитный поток машины, создаваемый обмоткой статора (поток полюса), можно представить в виде суммы двух составляющих (рис. 2.65, б) $\Phi_{\text{п}} = \Phi_{\text{п1}} + \Phi_{\text{п2}}$, где $\Phi_{\text{п1}}$ — поток, проходящий через часть полюса, не охваченную короткозамкнутым витком; $\Phi_{\text{п2}}$ — поток, проходящий через часть полюса, экранированную короткозамкнутым витком.

Потоки $\Phi_{\text{п1}}$ и $\Phi_{\text{п2}}$ проходят через различные части полюсного наконечника, т. е. смещены в пространстве на угол β . Кроме того, они сдвинуты по фазе относительно МДС $F_{\text{п}}$ обмотки статора на различные углы — γ_1 и γ_2 . Это объясняется тем, что каждый полюс описываемого двигателя можно рассматривать в первом приближении как трансформатор, первичной обмоткой которого является обмотка статора, а вторичной — короткозамкнутый виток. Поток обмотки статора индуцирует в короткозамкнутом витке ЭДС $\dot{E}_{\text{к}}$ (рис. 2.65, в), вследствие чего возникает ток $\dot{I}_{\text{к}}$ и МДС $\dot{F}_{\text{к}}$, складывающаяся с МДС $\dot{F}_{\text{п}}$ обмотки статора. Реактивная составляющая тока $\dot{I}_{\text{к}}$ уменьшает поток $\Phi_{\text{п2}}$, а активная — смещает его по фазе относительно МДС $F_{\text{п}}$. Так как поток $\Phi_{\text{п1}}$ не охватывает короткозамкнутый виток, угол γ_1 имеет сравнительно небольшое значение ($4 - 9^\circ$) — примерно такое же, как угол сдвига фаз между потоком трансформатора и МДС первичной обмотки в режиме холостого хода.



Потоки $\Phi_{п1}$ и $\Phi_{п2}$, смещенные в пространстве на угол β и сдвинутые по фазе во времени на угол $\gamma = \gamma_2 - \gamma_1$, образуют *эллиптическое вращающееся магнитное поле*, которое создает вращающий момент, действующий на ротор двигателя в направлении от первого полюсного наконечника, не охватываемого короткозамкнутым витком, ко второму наконечнику (в соответствии с чередованием максимумов потоков «фаз»).

89

различные способы: устанавливают между полюсными наконечниками смежных полюсов магнитные шунты, которые усиливают магнитную связь между основной обмоткой и короткозамкнутым витком и улучшают форму магнитного поля в воздушном зазоре; увеличивают воздушный зазор под наконечником, не охватываемым короткозамкнутым витком; используют два и большее количество короткозамкнутых витков на одном наконечнике с разными углами охвата. Имеются также двигатели без короткозамкнутых витков на полюсах, но с несимметричной магнитной системой: различной конфигурацией отдельных частей полюса и разными воздушными зазорами. Такие двигатели имеют меньший пусковой момент, чем двигатели с экранированными полюсами, но КПД их выше, так как у них отсутствуют потери мощности в короткозамкнутых витках.

Рассмотренные конструкции двигателей с экранированными полюсами являются нереверсивными. Для осуществления реверса в таких двигателях вместо короткозамкнутых витков применяют катушки $B1$, $B2$, $B3$ и $B4$ (рис. 2.65, *в*), каждая из которых охватывает половину полюса. Замыкая накоротко пару катушек $B1$ и $B4$ или $B2$ и $B3$, можно экранировать одну или другую половину полюса и изменять таким образом направление вращения магнитного поля и ротора.

Двигатель с экранированными полюсами имеет ряд существенных недостатков: сравнительно большие габаритные размеры и массу; низкий $\cos\varphi \approx 0,4 \div 0,6$; низкий КПД $\eta = 0,25 \div 0,4$ из-за больших потерь в короткозамкнутом витке; небольшой пусковой момент и др. Достоинствами двигателя являются простота конструкции и вследствие этого высокая надежность в эксплуатации. Благодаря отсутствию зубцов на статоре шум двигателя незначителен, поэтому он часто употребляется в устройствах по воспроизводству музыки и речи.

2.13. АСИНХРОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

Асинхронная машина с фазным ротором может служить преобразователем частоты, так как в ее роторе частота тока

$$f_2 = f_1 s = p(n_1 \pm n_2)/60. \quad (2.103)$$

При этом знак « $-$ » соответствует вращению ротора в направлении вращения поля, а знак « $+$ » — против вращения поля.

Асинхронный преобразователь частоты (рис. 2.66) состоит из асинхронной машины $АМ$ с фазным ротором и соединенного с ней приводного двигателя $Д$ — асинхронного или синхронного. Одна из обмоток машины $АМ$ (например, обмотка статора) подключается к трехфазной сети с частотой f_1 ; от другой обмотки (ротора) получают переменный ток с частотой $f_2 = f_1 s$.

Для получения частоты $f_2 > f_1$ ротор асинхронной машины приводят во вращение в направлении, противоположном вращению поля. При этом преобразователь частоты работает в режиме электромагнитного торможения при $s > 1$, а двигатель передает ему мощность $P_{\text{мех}}$.

Направления первичной P_1 и вторичной P_2 мощностей преобразователя частоты, механической $P_{\text{мех}}$ и электрической $P_{\text{эл}}$ мощностей приводного двигателя и мощности $P_{\text{и}}$, подаваемой на нагрузку, для рассматриваемого режима показаны на рис. 2.66, а сплошными стрелками.

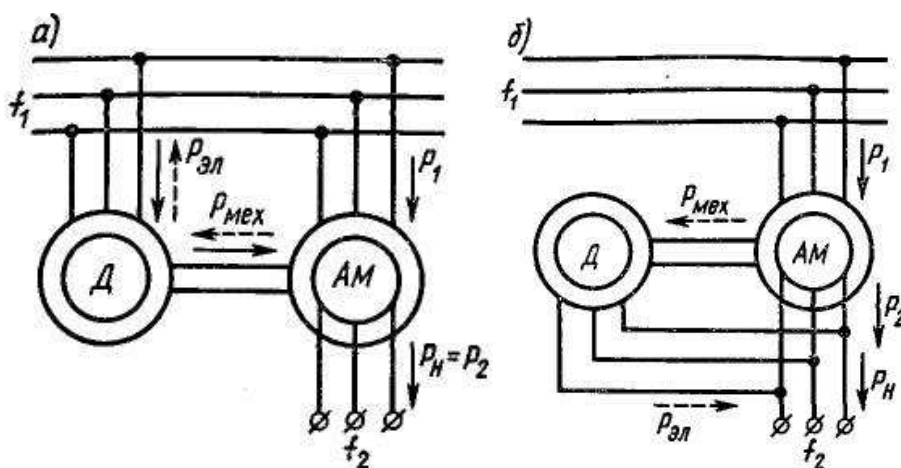


Рис. 2.66 - Схемы асинхронного преобразователя частоты при подключении приводного двигателя к сети (а), к выходу преобразователя частоты (б)

Для получения частоты $f_2 < f_1$ преобразователь частоты должен работать в режиме двигателя и вращаться в направлении вращения поля. При этом он тормозится электромагнитным моментом машины \mathcal{D} , работающей в генераторном режиме. Эта машина отдает электрическую энергию в ту же сеть, от которой питается преобразователь частоты \mathcal{AM} (рис. 2.66, *а*) или цепь его ротора (рис. 2.66, *б*). Направления мощностей $P_{\text{мех}}$, $P_{\text{эл}}$ и $P_{\text{и}}$ для рассматриваемого режима показаны на рис. 2.66, *а* штриховыми стрелками.

Если приводным двигателем служит асинхронная машина (рис. 2.66, *а*), то частота выходного напряжения

$$f_2 = (p_{\text{д}} \pm p_{\text{пч}})f_1/p_{\text{д}}, \quad (2.104)$$

где $p_{\text{пч}}$ и $p_{\text{д}}$ — числа пар полюсов машины \mathcal{AM} и \mathcal{D} .

При этом знаки «+» и «−» относятся соответственно к режиму работы преобразователя частоты \mathcal{AM} в режимах электромагнитного тормоза ($f_2 > f_1$) и двигателя ($f_2 < f_1$). Если пренебречь потерями мощности в машине \mathcal{D} (считать, что $P_{\text{эл}} = P_{\text{мех}}$), а также потерями мощности в статоре и стали в машине \mathcal{AM} (считать, что $P_1 = P_{\text{эм}}$), то при включении машин по схеме, приведенной на рис. 2.66, *а*,

$$P_{\text{н}} = P_2 = P_1 s; P_{\text{мех}} = (1-s)P_1 = [(1-s)/s]P_{\text{н}},$$

а при включении по схеме, приведенной на рис. 2.66, *б*,

$$P_{\text{н}} = P_2 + P_{\text{мех}} = P_1; P_{\text{мех}} = (1-s)P_1 = (1-s)P_{\text{н}}.$$

Для плавного регулирования частоты f_2 необходимо регулировать частоту вращения приводного двигателя \mathcal{D} , например, используя двигатель постоянного тока.

2.14. ЛИНЕЙНЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

В линейном асинхронном двигателе (рис. 2.67) зубчатый статор 1 развернут в плоскость и в пазах его помещена трехфазная обмотка 2 . Подвижная часть линейного двигателя может иметь конструкцию, подобную ротору обычной асинхронной машины, но также развернутому в

плоскость. Она может иметь сердечник 4 из листовой электротехнической стали и обмотку 3 типа «беличья клетка», расположенную в пазах этого сердечника или быть выполненной в виде плоской полосы го ферромагнитного или немагнитного проводящего материала. Линейный асинхронный двигатель можно также выполнить в виде двух статоров, обращенных друг к другу, между которыми перемещается проводящее тело. Для высокоскоростного пассажирского транспорта применяют линейные двигатели, в которых статор 1 (рис. 2.68) размещен на движущемся экипаже, а проводящее тело в виде шины 2 установлено на железнодорожном пути.

Принцип действия линейного двигателя подобен принципу действия асинхронного двигателя нормального исполнения. Трехфазная обмотка статора создает бегущее магнитное поле, которое индуцирует в короткозамкнутой обмотке подвижной части (бегуна) ЭДС. В результате взаимодействия тока в обмотке бегуна и магнитного поля возникают электромагнитные силы, приводящие бегун в движение.

Скольжение в линейном асинхронном двигателе $s = (V_1 - V_2) / V_1$, где $V_1 = 2\pi f_1 \tau$ — линейная скорость бегущего поля; V_2 — линейная скорость перемещения подвижной части; τ — полюсное деление. При номинальном режиме скольжение имеет примерно такие же значения, как и в асинхронных двигателях нормального исполнения, т. е. скорость V_2 перемещения подвижной части близка к V_1 .

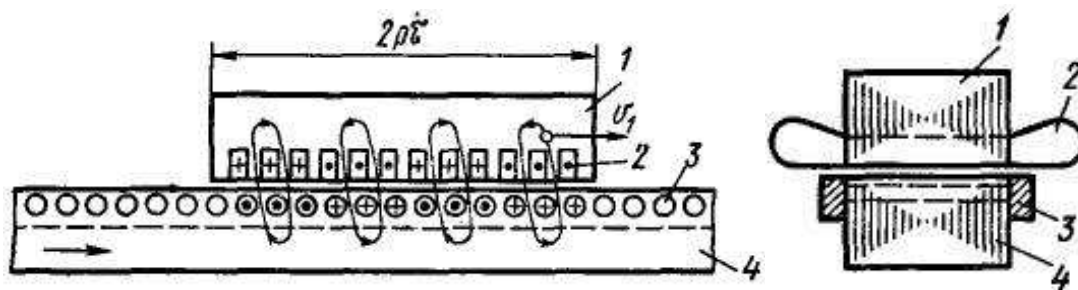


Рис. 2.67 - Схема линейного асинхронного двигателя

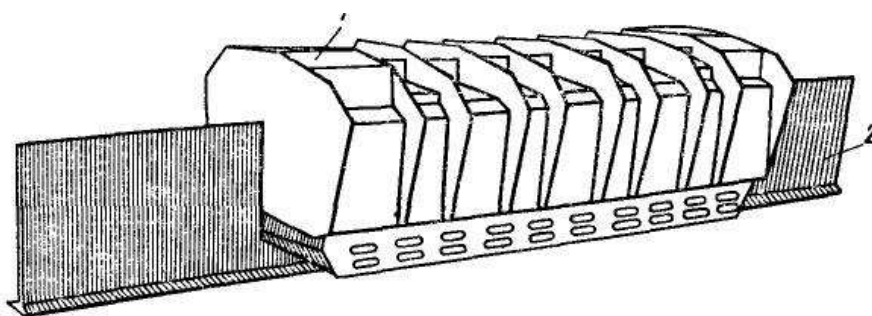


Рис. 2.68 - Общий вид линейного асинхронного двигателя

В линейном асинхронном двигателе возникают краевые эффекты, обусловленные тем, что его статор не замкнут в кольцо и имеет конечную длину. В результате этого кроме основного магнитного бегущего поля возникает пульсирующее поле, которое можно представить в виде прямого и обратного бегущих полей. Обратное поле создает паразитные тормозные силы, вызывает неравномерное распределение тока в фазах обмотки статора, искажение распределения магнитного поля в воздушном зазоре, дополнительные потери мощности в статоре и подвижной части. Поэтому энергетические и тяговые показатели линейных двигателей хуже, чем у асинхронных двигателей нормального исполнения.

Особенно низкие энергетические показатели получаются при большом воздушном зазоре между статором и ротором. Например, в линейном двигателе, предназначенном для транспортных устройств, из-за большого зазора (около 50 мм) резко возрастает ток холостого хода, при этом КПД и коэффициент мощности составляют 0,2 — 0,3, а энергетический фактор $A = \eta \cos\varphi < 0,1$.

В настоящее время линейные асинхронные двигатели используют для привода в движение экипажей высокоскоростного пассажирского транспорта на магнитном подвесе, тележек, подъемных кранов, заслонок и других линейно движущихся объектов. При использовании такого двигателя на высокоскоростном наземном транспорте (рис. 2.69, а) статор 2 с обмоткой 3 устанавливают на движущемся экипаже 1, а ротором

служит стальная полоса 5, расположенная на железнодорожном пути 4 между рельсами.

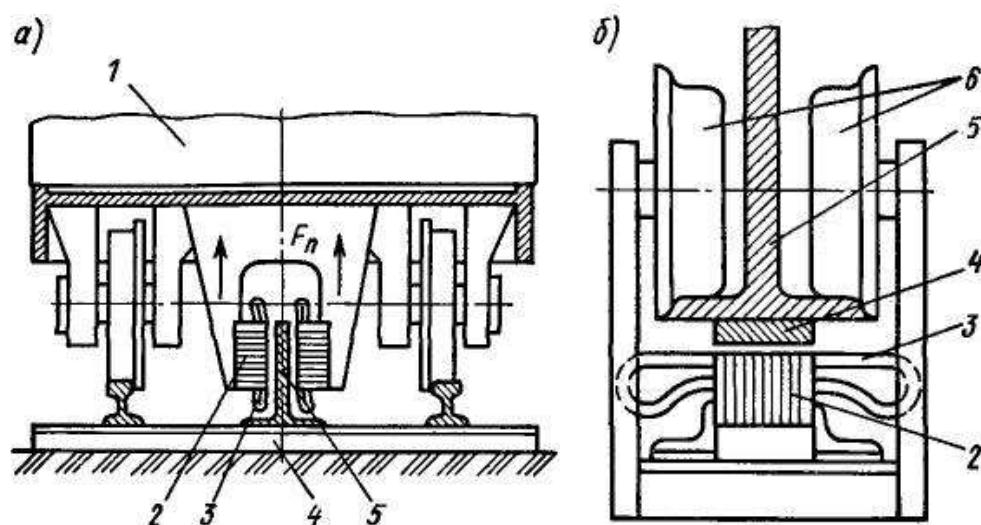


Рис. 2.69 - Схемы установки линейных двигателей на движущемся экипаже и на тележке подъемного крана

Возникающая продольная сила перемещает экипаж по рельсовому пути, а вызванная краевыми эффектами поперечная сила F_n способствует магнитному подвешиванию экипажа. При использовании двигателя в приводе тележки подъемного крана (рис. 2.69, б) статор 2 с обмоткой 3 устанавливают на тележке б, а ротором служит стальная полоса 4, укрепленная на балке 5, по которой перемещается тележка.

В некоторых случаях линейные двигатели применяют в металлообрабатывающих станках для получения возвратно-поступательного перемещения элементов станка путем периодического изменения чередования фаз обмотки статора двигателя. Однако при этом возникают довольно значительные потери мощности из-за того, что часть кинетической энергии подвижного элемента станка бесполезно теряется в каждом цикле ускорения и замедления. Кроме того, существенно увеличивается общая масса этого элемента за счет сочлененной с ней подвижной части линейного двигателя.

2.15. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИНДУКЦИОННЫЕ НАСОСЫ

Эти насосы применяют для перемещения жидких металлов в промышленных установках и в ядерных реакторах. Для приведения в движение металла используется бегущее или вращающееся магнитное поле, созданное трехфазной обмоткой переменного тока. В зависимости от формы канала, по которому перемещается жидкий металл, в магнитном поле электромагнитные насосы подразделяют на винтовые и линейные.

Винтовой индукционный насос (рис. 2.70, а) имеет два статора: внешний 1 и внутренний 2. На внешнем статоре расположена трехфазная обмотка, подключенная к сети трехфазного тока. В воздушном зазоре между двумя статорами расположена плоская труба 4 из немагнитной стали, в которой протекает жидкий металл 3. Труба с жидким металлом винтообразно обвивается вокруг внутреннего статора и может иметь один или несколько витков. При прохождении по обмотке статора трехфазного тока создается вращающееся магнитное поле, которое индуцирует в жидком металле вихревые токи. При взаимодействии этих токов с магнитным полем создается электромагнитная сила, заставляющая жидкий металл перемещаться с линейной скоростью в сторону вращения поля.

На жидкий металл действует сила $F_{\text{эм}} = P_{\text{эм}} / V_1$, где $P_{\text{эм}}$ — электромагнитная мощность, передаваемая от статора жидкому металлу; $V_1 = 2\tau f_1$ — линейная скорость перемещения поля; τ — полюсное деление. Напор, развиваемый насосом, $H = F_{\text{эм}} / \Delta l$, а его механическая мощность $P_{\text{мех}} = F_{\text{эм}} V = H Q$, где $Q = V l \Delta$ — объемный расход насоса; V — линейная скорость перемещения металла; l — длина магнитопровода и внутренней полости трубы, заполненной металлом в осевом направлении; Δ — толщина слоя металла в радиальном направлении.

Если труба охватывает внутренний статор n раз, то напор H увеличивается, а расход Q уменьшается в n раз.

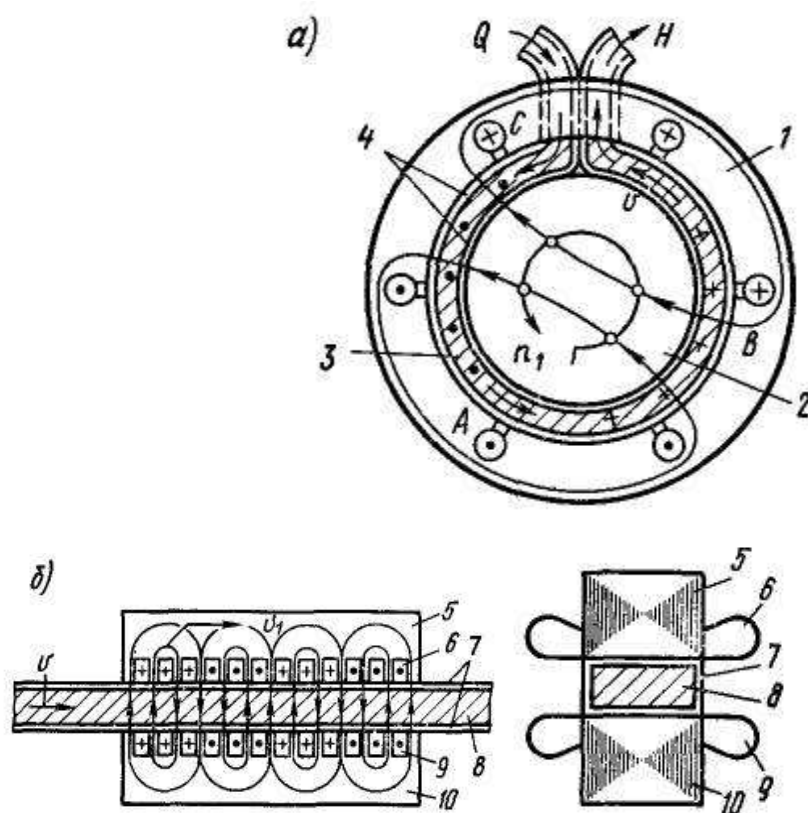


Рис. 2.70 - Схемы винтового (а) и плоского (б) индукционных насосов

Плоский индукционный насос (рис. 2.70, б) состоит из двух плоских статоров 5 и 10, в которых расположены трехфазные многополюсные обмотки 6 и 9. Между статорами находится плоский канал 7 прямоугольного сечения, заполненный жидким металлом 8. При взаимодействии бегущего поля, созданного обмотками 6 и 9 с вихревыми токами, индуцированными им в жидком металле, возникают электромагнитные силы, под действием которых металл перемещается в направлении движения поля с некоторым скольжением $(V_1 - V)/V_1$.

2.16. АСИНХРОННЫЙ АВТОНОМНЫЙ ГЕНЕРАТОР

Асинхронная машина, подключенная к трехфазной сети переменного тока, при частоте вращения $n_2 > n_1$ переходит в генераторный режим. При этом реактивную мощность, необходимую для возникновения вращающего магнитного поля, машина получает из сети. Можно также обеспечить работу асинхронной машины в качестве автономного

генератора, если подавать в обмотку статора необходимую реактивную мощность от батареи конденсаторов.

В автономном асинхронном генераторе (рис. 2.71, а) к выходу генератора АГ, приводимого во вращение каким-либо первичным двигателем Д, параллельно нагрузке в каждую фазу подключают конденсатор С. При активной нагрузке реактивная мощность, поступающая от конденсатора, Q_c должна быть равна реактивной (намагничивающей) мощности генератора Q_p , необходимой для создания его магнитного потока. При смешанной активно-индуктивной нагрузке мощность Q_c должна покрывать также реактивную мощность Q_{pH} нагрузки. Схема замещения асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением изображена на рис. 2.71, б.

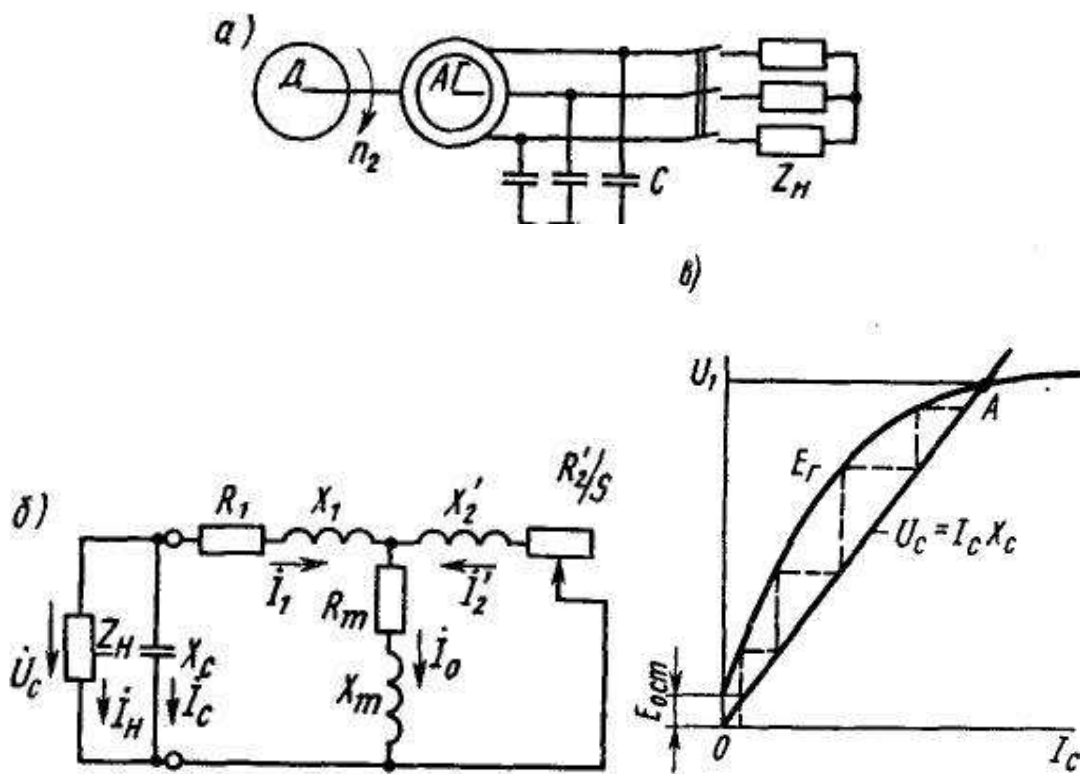


Рис. 2.71 - Схема включения асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением (а), его схема замещения (б) и зависимость ЭДС от тока I_c

В рассматриваемом асинхронном генераторе возникает процесс самовозбуждения, как и в генераторе постоянного тока с параллельным возбуждением. Ввиду наличия в магнитной системе машины остаточного

магнетизма при вращении ротора в обмотке статора индуцируется остаточная ЭДС $E_{\text{ост}}$ (рис. 2.71, в), которая создает в конденсаторах ток I_c . Этот ток, проходя по обмотке статора, усиливает его магнитный поток, в результате чего индуцируемая в генераторе ЭДС E_r и ток конденсатора увеличиваются. Рассматриваемый процесс продолжается до тех пор (точка А), пока ЭДС E_r не станет равной напряжению на конденсаторе U_c . Это условие можно выразить в виде равенства сопротивлений $X_l + X_m = X_c$, где X_m — индуктивное сопротивление намагничивающего контура, уменьшающееся из-за насыщения магнитной цепи машины; X_c — емкостное сопротивление конденсатора. В ряде случаев начало процесса самовозбуждения генератора обеспечивается путем разряда на обмотку статора предварительно заряженной конденсаторной батареи.

Автономные асинхронные генераторы с конденсаторным возбуждением обычно выполняют с короткозамкнутой обмоткой ротора. Их используют главным образом на гидроэлектростанциях небольшой мощности, работающих без обслуживающего персонала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ:

1. Копылов И.П. Электрические машины. – М.: Энергоиздат, 2004.
2. Брускин Д.Э., Зерохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины. Т.1,2. – М.: Высш. шк., 1987.
3. Токарев Б.Ф. Электрические машины, - М.: Энергоиздат, 1990.
4. Копылов И.П. Математическое моделирование энергетических машин. Учебник. – М.: Высш. шк., 2001.
5. Гольдберг, Свириденко Я.С. Проектирование электрических машин. Учебник для ВТУзов. – М.: Высш. шк., 2001.
6. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – М.: Энергия, 1988.
7. Кацман М.М. Электрические машины. – М.: Энергоиздат, 1990.
8. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1984.

Навчальне видання

Глебова Марина Леонідівна,
Кузнецов Анатолій Іванович,
Карпалюк Ігор Тимофійович,
Чернявська Маргарита Василівна

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ЗМІННОГО СТРУМУ

Навчальний посібник

(для студентів і слухачів другої вищої освіти напряму підготовки
6.050701 «Електротехніка та електротехнології»,
6.050702 «Електромеханіка»)

(Рос. мовою)

Редактор: *З.М. Москаленко*

Коректор: *З.І. Зайцева*

План 2008, поз. 79

Підп. до друку 15.04.2008	Формат 60 x 84 1/16
Друк на ризографі	Ум. друк. арк.4,3
Тираж 200 пр.	Зам. №

Видавець і виготовлювач:

Харківська національна академія міського господарства
вул. Революції, 12, Харків, 61002

Електронна адреса: rectorat@ksame.kharkov.ua

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:

ДК № 731 від 19.12.2001